

Waarom werkt het zo?



de germanium diode - de silicium diode - de pnp transistor
de npn transistor - de darlington
de veld effekt transistor - de unijunction transistor
de tyristor - de diac - de triac
de varicap diode - de ntc weerstand - de ptc weerstand - de ldr weerstand
de led - de foto diode - de zenerdiode
de mdr weerstand - de operationele versterker

waarom werkt het zo?

samenstelling: redactie elektronika hobbie

1e druk, januari 1978
1e bijdruk, mei 1978

ISBN 90-6344-001-4



© 1978 - coöperatieve vereniging van zelfbesturende ontwerpers, uitgevers en technici u.a., maastricht
niets uit deze uitgave mag worden gereproduceerd of vermenigvuldigd, zonder schriftelijke toestemming van de uitgever

inhoud

1. de transistor

Begrippen, schrijfwijzen	5
De restspanning	6
De transistor	7
De werking van de transistor	8
Praktische toepassing	8
De transistor als schakelaar	10
De darlington	11
Technische gegevens	12

2. JFET-MOSFET-UJT

JFET en MOSFET	17
FET	17
De opbouw	18
Voordelen	19
Toepassing	20
MOSFET	21
UJT	22
Technische gegevens	23

3. thyristoren

De thyristor	25
Simbool	25
De opbouw	26
De werking	26
Uitschakelen	28
Eenvoudige praktische schakeling	29
Triac	31
Technische gegevens	32

4. bijzondere diodes

De LED	35
Praktische toepassingen	36
Eigenschappen van LED's	37
De fotodiode	38
De zenerdiode	39
De capaciteitsdiode	41
Technische gegevens	42

5. bijzondere weerstanden

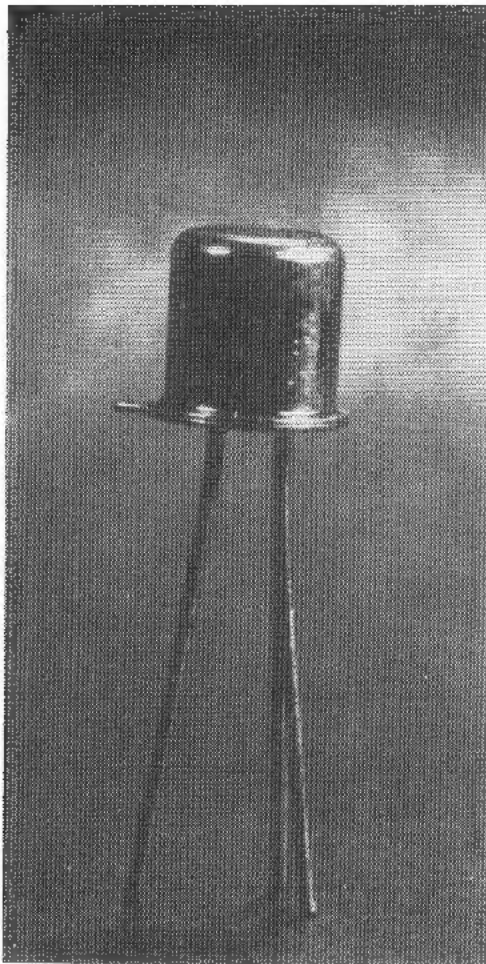
De NTC-weerstand	45
Toepassing van een NTC	46
De PTC-weerstand	47
Toepassing	47
De LDR	48
De LDR in de auto	49
De MDR	50
De werking	50
Toepassing	51
Technische gegevens	51

6. PUT

De PUT	53
De PUT als UJT	55
Technische gegevens	56

7. op-amps

Op-amps, wat algemene informatie	57
De praktijk van de op-amp	60
Andere toepassingen	63
De voedingsspanning van de op-amp	63
De niet-inverterende versterker	66
Diode zonder drempelspanning	67
Filterschakeling met op-amps	69
Technische gegevens	70



1. de transistor

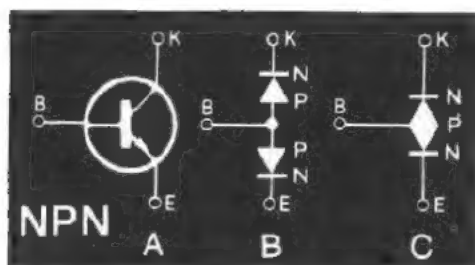
„Transistor”, een woord dat iedereen kent, maar waarvan lang niet iedereen weet wat het eigenlijk precies inhoudt. Natuurlijk weten velen dat het daarbij gaat om een klein metalen of kunststof ding met een paar pootjes eraan, maar dat is toch wel erg weinig, vooral voor diegenen die van plan zijn de elektronika tot hobbie te verheffen. Daarom op deze plaats een toelichting op het begrip transistor. Deze toelichting beoogt niet een wetenschappelijk georiënteerde natuurkundige verhandeling te zijn, integendeel zelfs: van de lezer van dit verhaal wordt alleen verwacht dat hij de „wet van Ohm” machtig is, niet meer en niet minder.

BEGRIPPEN, SCHRIJFWIJZEN

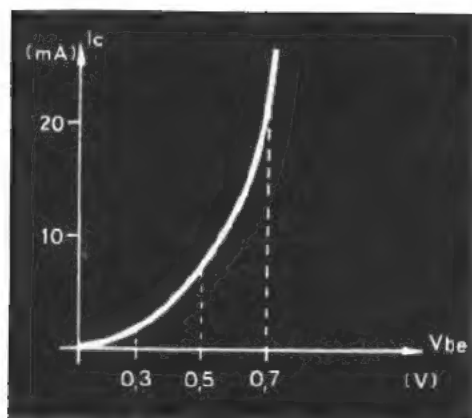
Allereerst is het noodzakelijk, een aantal begrippen, schrijfwijzen en termen, die op de transistor van toepassing zijn, nader te omschrijven en te verklaren. Een eerste begrip is de halfgeleiderdiode. Dit is een halfgeleiderelement, waarvan het symbool in figuur 1.1 is getekend. De diode heeft een zeer nuttige eigenschap: zij laat de stroom vrijwel uitsluitend in een richting door. Zoals uit figuur 1.1 blijkt, bezit de diode slechts twee aansluitdraden. Een ervan noemt men de anode, de andere heet katode. Sluit men op de anode een spanning aan, die positief is ten opzichte van de katode, dan loopt er een stroom van de anode naar de katode of, met andere woorden, de diode is in geleiding. Herhaling van deze handeling, waarbij echter de anode negatief wordt gemaakt tegen de katode, geeft geen enkel resultaat. Het is nu net of men niets tussen de plus en de min van de batterij



Figuur 1.1. Symbool van een diode. Let op de pijlvorm van de anode-aansluiting. Deze pijl geeft de stroomrichting aan.



Figuur 1.2. Het symbool van de transistor. Tevens kan men hieruit opmaken, hoe twee dioden in principe een transistor vormen. De lagenstructuur blijkt uit figuur C.



Figuur 1.3. De stroom-spanningskarakteristiek van een silicium-diode. Deze karakteristiek is uiterst belangrijk en zal nog vaak worden aangehaald bij de bespreking van de werking van halfgeleiders.

heeft aangesloten, want afgezien van een vrijwel onmeetbaar stroompje (circa een honderdmiljoenste ampere) vloeit er helemaal geen stroom door de diode. Men zegt, dat de diode spert.

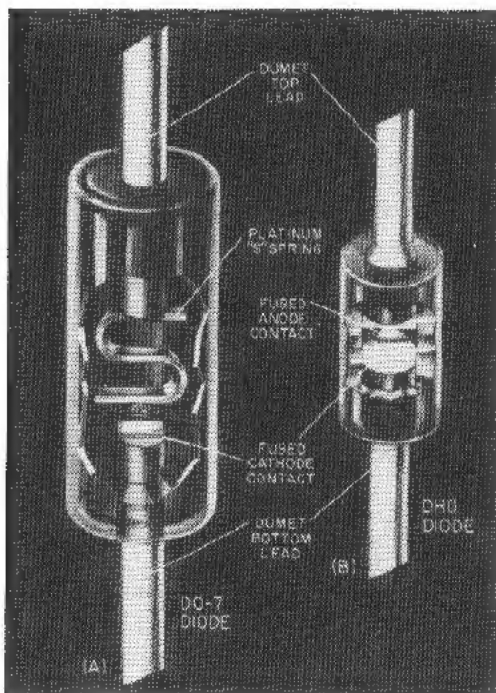
Twee van deze dioden vormen, op een speciale manier samengeschakeld, een transistor (zie figuur 1.2). Een van deze beide dioden, de basis-emitter-diode, is een erg belangrijke bij de bespreking van de diverse schakelingen, en zal vaak ter sprake komen, maar daarover later meer.

Een volgende belangrijke grootte is de zogenaamde „maksimale sperspanning“. Over een diode kan ook een spanning in sperrichting worden aangesloten: dit is de richting, waarin geen stroom door een diode vloeit. Deze spanning kan niet willekeurig hoog gemaakt worden, want bij een bepaalde waarde verliest de diode zijn sperrende eigenschap. Men zegt dat zij doorslaat. Meestal gaat de diode dan kapot door overmatige warmteontwikkeling, maar dat hoeft niet per se.

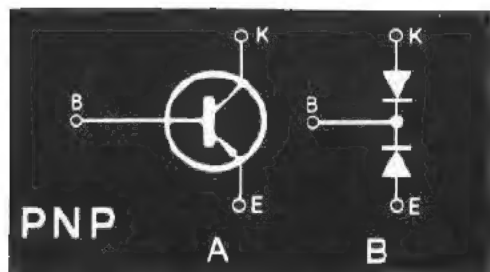
De spanning, waarbij de diode nog net niet doorslaat, noemt men de maksimale sperspanning. Voor de basis-emitter-diode van een transistor bedraagt deze sperspanning ongeveer 7 a 8 volt. Voor de kollektor-basis-diode varieert deze spanning met het type. Zij bedraagt echter minimaal 10 volt en er bestaan exemplaren, waarbij deze spanning tot 1000 volt mag oplopen.

DE RESTSPANNING

Na deze inleidende begrippen wordt nu enige aandacht besteed aan een zeer belangrijk begrip, dat telkens weer opduikt bij de bespreking van schakelingen en waarvan bij het ontwerpen vaak dankbaar gebruik wordt gemaakt. We hebben het over de spanning, die over een diode staat wanneer ze geleidt. Het verloop van deze spanning bij verschillende diodestromen kan uit figuur 1.3 worden afgelezen. Uit deze figuur blijkt onder meer, dat een diode niet meteen gaat geleiden, als men er een regelbare spanning over zet, die van nul wordt opgedraaid. Pas als de spanning een waarde 0,3 volt overschrijdt, gaat de diode een klein beetje open. Wil men een stroom van circa 20 milli-ampere door de diode laten lopen, dan is daarvoor al een spanning van ongeveer 0,7 volt noodzakelijk.



Een doorsnede foto van twee vaak toegepaste diode-behuizingen. De DHD uitvoering is veel kleiner dan de oudere DO-7 maar kan toch grotere stromen verwerken. Dat wordt veroorzaakt door de afwezigheid van de S-vormige veer, die bij de oudere uitvoering het contact tussen anode-aansluiting en diode-kristal mogelijk maakt. (foto G.E.)



Figuur 1.4. Het symbool van de PNP-transistor. De pijl in de emitter geeft, evenals bij de NPN-transistor, de stroomrichting aan. Figuur B laat weer de opbouw uit twee diodes zien.

Normaal gesproken wordt het gebied met de heel lage stromen niet gebruikt, en omdat bij grotere stromen de spanningsval over de diode nauwelijks toeneemt, wordt gemakshalve aangenomen, dat over een diode in geleidende toestand een tamelijk konstante spanning van 0,7 volt staat.

Let wel, dat deze waarde alleen geldt voor siliciumdioden (en transistoren)! Voor de verouderde germaniumhalfgeleiders bedraagt deze restsparing ongeveer 0,3 volt, maar daarmee zal men tegenwoordig nog maar weinig te maken krijgen.

DE TRANSISTOR

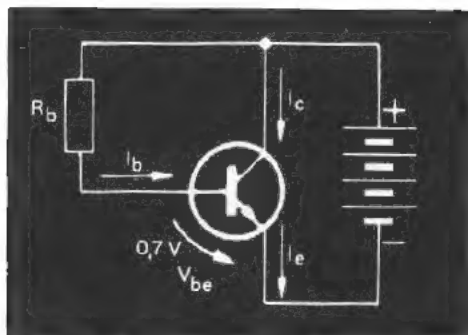
Dan is nu het moment aangebroken, waarop de transistor op het toneel verschijnt. Het symbool werd reeds in figuur 1.2 gegeven, en eveneens is reeds vermeld, dat de transistor een samenschakeling van twee dioden is.

Een diode is opgebouwd uit twee lagen: de anode bestaat uit een zogenaamde P-geleidende laag en de katode uit een N-geleidende. Hoe men aan deze termen komt, valt buiten het kader van dit verhaal. Analooq aan de diode is de transistor opgebouwd uit drie lagen. De transistor uit figuur 1.2 is een zogenaamde NPN-halfgeleider en het voorvoegsel NPN geeft de volgorde van de lagen aan.

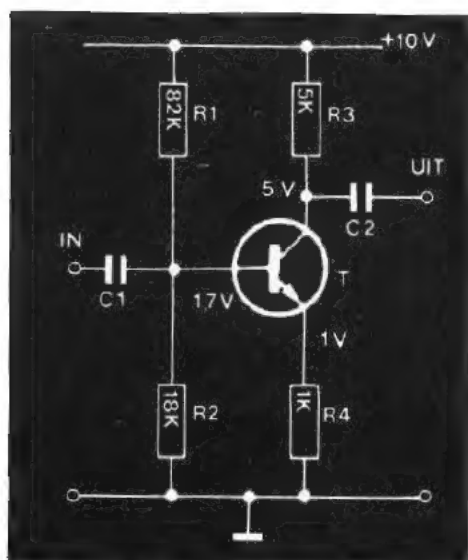
In het symbool (figuur 1.2) is de emitter voorzien van een pijl. Het is belangrijk te onthouden, dat de pijl de stroomrichting aangeeft, zowel van de stroom die van basis naar emitter loopt, als van de stroom, die van kollektor naar emitter loopt.

De tegenpool van de NPN-transistor is de PNP-halfgeleider. Uit het voorvoegsel blijkt al, dat de volgorde van de lagen precies tegengesteld is. Het symbool van deze transistor is in figuur 1.4 weergegeven. Ook in dit symbool treft men de pijl aan, die de richting van de stroom aangeeft. Het valt meteen op, dat de pijl in vergelijking tot de NPN-transistor de andere kant opwijst.

Opmerking: het is belangrijk, dat de lezer er een gewoonte van maakt, om in positieve stromen te denken, dat wil zeggen in stromen, die van positief naar negatief vloeien. Het aanwennen van deze denkwijze kan een grote hulp zijn voor het begrijpen van een elektronische schakeling. In de praktijk vloeien, zoals menigeen bekend zal zijn, de elektronen van



Figuur 1.5. Het verloop van de stromen in een NPN-transistor.



Figuur 1.6. Een in de praktijk bruikbare versterkingstrap met een spanningsversterking van vijfmaal.

negatief naar positief. Het is goed om dat te weten, maar bij het doorgronden van een schakeling is het beter, om daar niet aan te denken.

DE WERKING VAN DE TRANSISTOR

Om de werking van de transistor beter te kunnen verklaren, is figuur 1.5 opgenomen. Uit de figuur kan men opmaken, dat er tussen de kollektor en de emitter van de halfgeleider een batterij is aangesloten. Omdat het hier een NPN'er betreft, is de kollektor verbonden met de positieve pool van de batterij en de emitter met de negatieve.

Via de weerstand R_b is ook de basis met de positieve pool van de batterij verbonden.

Wat gebeurt er nu? Via R_b loopt er een stroom van de plus van de batterij naar de basis van de transistor. Deze stroom kan alleen maar via de basis-emitter-diode terug naar de min-pool van de batterij lopen, en dat gebeurt dan ook. Door de basis-emitter-diode loopt dus een stroom, die afhankelijk is van de waarde van de basisweerstand R_b .

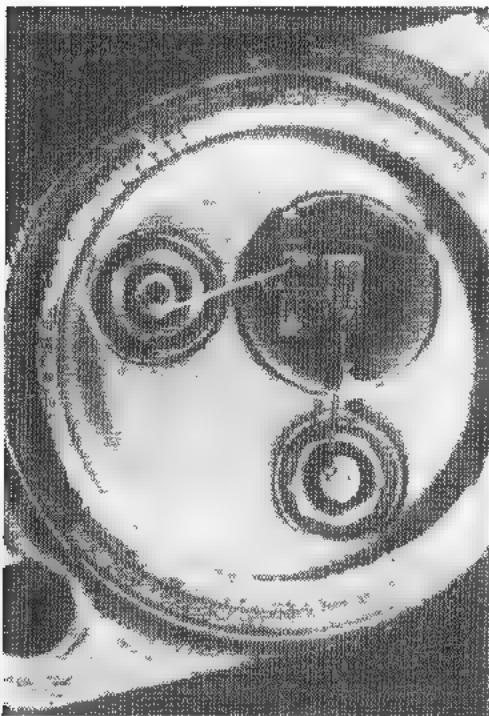
Deze stroom door de basis-emitter-diode heeft een zeer belangrijk gevolg. Hij zorgt ervoor, dat er ook een stroom van de kollektor naar de emitter gaat lopen en wel een veel grotere stroom, dan de basis-emitterstroom (voortaan kortweg basisstroom genoemd). Dit is het zogenaamde 'transistor-effekt'. De sterkte van de stroom tussen kollektor en emitter is recht evenredig met de basisstroom en een faktor 50 tot 1000 groter.

Deze faktor wordt de 'versterkingsfaktor' van de transistor genoemd. Van exemplaar tot exemplaar kan deze versterkingsfaktor vrij sterk verschillen, bovendien neemt de versterkingsfaktor af bij extreem lage kollektor-stromen. Algemeen verspreide symbolen voor de versterkingsfaktor zijn de griekse letter β (beta, vooral in duitse of uit het duits vertaalde literatuur) en h_{fe} (veelal gebruikt in engelse of uit het engels vertaalde literatuur).

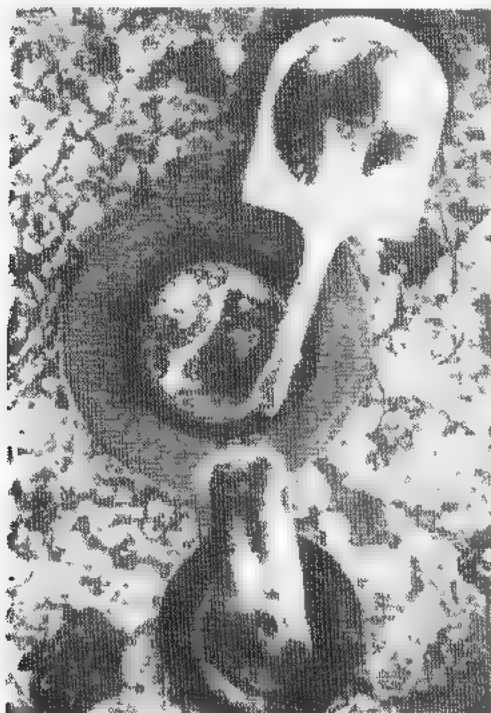
PRAKTISCHE TOEPASSING

In figuur 1.6 is een versterkertrap met een transistor getekend. Met behulp van de hiervoor gegeven uitleg en nog een korte toelichting, zal de werking van deze schakeling voor iedereen begrijpelijk worden.

De getekende versterkertrap heeft met de aangegeven



Een opengezaagde vermogens darlington. Het halfgeleiderplaatje is rechts boven duidelijk herkenbaar. (foto z.o.u.t.)



Een sterke vergroting van het inwendige van een 2N3055 vermogenstransistor. Het elektrische contact tussen kollektor en behuizing heeft ook een goede warmte-overdracht tot gevolg (foto z.o.u.t.)

waarden van de onderdelen een versterking van ongeveer vijfmaal. Als men aanneemt, dat de kollektorstroom minstens 100 maal groter is dan de basisstroom, dan is de kollektorstroom vrijwel gelijk aan de emitterstroom (toelichting: emitterstroom = basisstroom + kollektorstroom; omdat de basisstroom maar een honderdste van de kollektorstroom is, is de emitterstroom tot op twee cijfers achter de komma gelijk aan de kollektorstroom). Omdat dus door weerstand R3 in figuur 1.6 evenveel stroom vloeit als door R4, zal de spanningsval evenredig zijn met de weerstandswaarden. Met andere woorden: over weerstand R3 valt vijfmaal zoveel spanning als over R4.

Uiteraard wil men de wisselspanning aan de kollektor zo groot mogelijk kunnen maken. De trap wordt dan niet overstuurd, gaat niet vervormen, bij grote pieken in het ingangssignaal. Om nu dit gewenste grote uitsturingsbereik te bereiken, moet de kollektor van de transistor ongeveer op de helft van de voedingsspanning liggen, dus ongeveer 5 volt. Daarvoor moet door de weerstand R3 (en dus door R4) 1 milli-ampere stroom vloeien. Deze stroom wordt ingesteld door de basisspanningsdeler R1 en R2. Men moet er namelijk via deze spanningsdeler voor zorgen, dat er op de emitter een gelijkspanning van 1 volt komt te staan. Daartoe moet op de basis een spanning staan, die 0,7 volt hoger is. Immers, over de basis-emitter diode verliest men een spanning van ongeveer 0,7 volt.

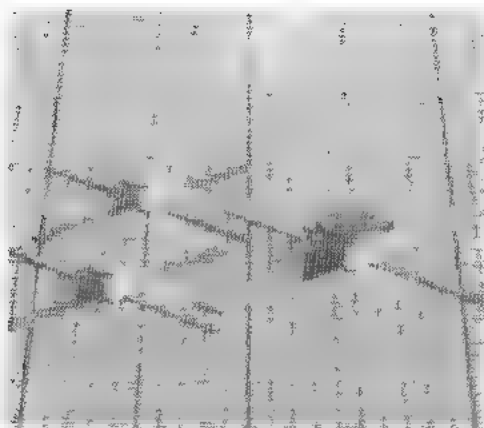
De weerstanden R1 en R2 zijn zo gekozen, dat er op de basis inderdaad 1,7 volt staat. (Narekenen met behulp van de formule:

$$V_b = \frac{\text{Voedingsspanning} \times R_2}{R_1 + R_2}$$

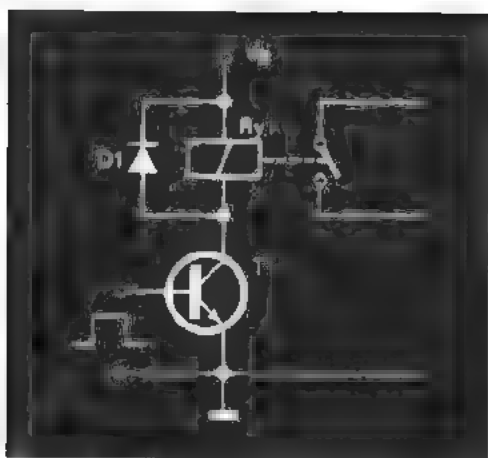
waarbij V_b de basisspanning is!)

Wel moeten beide weerstanden zo worden gekozen, dat de stroom, die door beide weerstanden vloeit, tenminste 10 maal groter is dan de basisstroom. Omdat de basisstroom slechts 0,01 milli-ampere is (de versterkingsfaktor van die transistor is 100 en de kollektorstroom is 1 milli-ampere), moet de stroom door R1 en R2 minimaal 0,1 milli-ampere zijn. Dat dit zo is, kan iedereen voor zichzelf narekenen met de wet van Ohm.

Voert men nu via condensator C1 een wisselspan-



Enige bijzondere uitvoeringen van transistoren, de hoogfrequentie BFR 14 A en consorten. Deze typische vorm is kenmerkend voor transistoren die tot zeer hoge frequenties ingezet kunnen worden. De transit-frequentie bedraagt bij de genoemde types niet minder dan 8 GHz, 8000000000 Hz! (foto Siemens)



Figuur 1.7. Een eenvoudige toepassing van de transistor als schakelaar.

ningssignaal toe aan de basis, dan zal hetzelfde signaal ook aan de emitter verschijnen. Over de basis-emitterdiode valt immers een konstante spanning. Dit wisselende signaal over de weerstand R4 veroorzaakt door deze weerstand een wisselende stroom. Dezelfde wisselende stroom vloeit eveneens door weerstand R3. Maar daar deze weerstand vijfmaal groter is, zal de spanning over R3 ook vijfmaal sterker variëren dan de spanning over R4. Dit betekent dus, dat de trap inderdaad vijfmaal versterkt.

Bij dergelijke transistor-versterkertrappen mag men als vuisregel aanhouden, dat de versterkingsfaktor van de totale trap gelijk is aan de verhouding van de weerstandswaarden in kollektor en emitter.

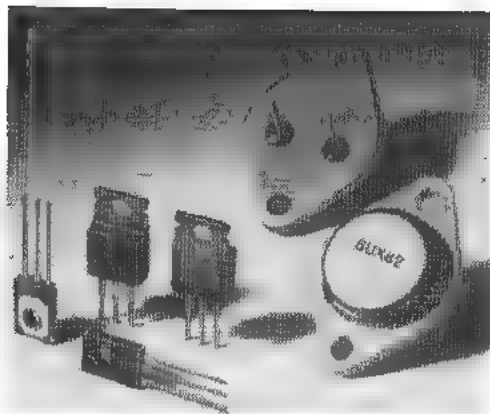
Tussen de kollektor en de uitgang, tenslotte, is nog een kondensator geschakeld, die uitsluitend tot taak heeft, ervoor te zorgen dat er van de 5 volt gelijkspanning (de instelspanning) die op de kollektor staat, niets op de uitgang verschijnt. De kondensator vormt voor de gelijkspanning een heel erg grote weerstand en voor de wisselspanning van het signaal een zeer kleine.

Opgemerkt moet worden, dat de beschreven bepaling van de versterking, namelijk de verhouding van twee weerstanden, alleen geldt als de emitterweerstand niet ontkoppeld is door een kondensator. In veel praktische schakelingen gebeurt dit wel.

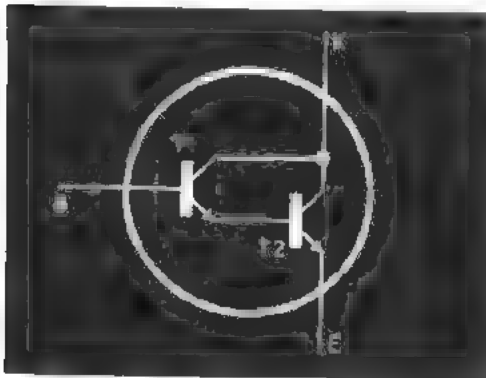
DE TRANSISTOR ALS SCHAKELAAR

Naast de toepassing van de transistor als versterker element, vindt hij ook op brede schaal toepassing als (elektronische) schakelaar. De transistor heeft in dit geval niet een instelling in het lineaire gebied, dat is globaal het gebied tussen geen kollektorstroom en een maximale kollektorstroom. Sterker nog, de transistor heeft dan helemaal geen instelpunt, want met behulp van de sturelektrode, de basis, wordt de transistor of helemaal afgeknepen (gesperd) of helemaal in verzadiging gestuurd (verzadiging is een toestand, waarbij een toenemende basisstroom geen toename meer veroorzaakt van de kollektorstroom).

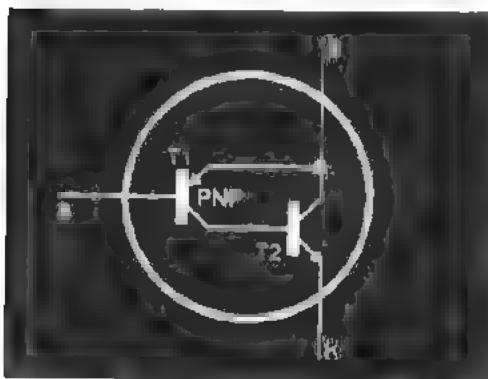
Een eenvoudige toepassing van de transistor als schakelaar is gegeven in figuur 1.7. De transistor T1 wordt hier gebruikt als schakelaar om het relais Ry1 te bedienen. Het signaal, dat de transistor bedient kan uit een willekeurige elektronische schakeling afkomstig



Drie bekende uitvoeringen van vermogenstransistoren. Links TO-126 van bijvoorbeeld BD 137, midden TO-220 van bijvoorbeeld BD 241, rechts TO-3 van bijvoorbeeld 2 N 3055. (foto Siemens)



Figuur 1.8. Het symbool van een darlington. Dit onderdeel is vooral bedoeld om de stroomversterkingsfaktor te vergroten



Figuur 1.9. Deze figuur geeft aan hoe, met behulp van een pnp-transistor en een vermogens npn transistor, een vermogens pnp-transistor opgebouwd kan worden.

zijn. Voordeel van deze schakeling is, dat een klein signaaltje voldoende is om bijvoorbeeld een flink verwarmingselement in te schakelen.

Let op de diode D1. Deze dient als beveiliging van de transistor, immers een relais bestaat onder meer uit een flinke spoel en spoelen hebben de (soms) onaangename eigenschap, dat ze een flinke inductiespanning kunnen opwekken, als de stroom erdoor plotse-ling wordt onderbroken. De diode sluit die spanning kort en voorkomt zodoende beschadiging van de transistor.

De meest uitgebreide toepassing van de transistor als schakelaar ligt echter op het gebied van de digitale techniek, met als voornaamste voortbrengsel de computer, het apparaat dat vrijwel iedereen terroriseert met acceptgirokaarten. Maar ook digitale klokken, handrekenmachientjes, tv-tennis enz. bestaan bij de gratie van de schakeltransistor.

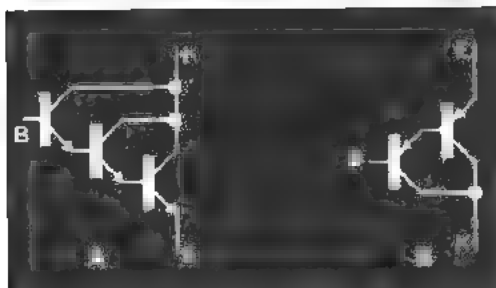
DE DARLINGTON

'Darlington' is een veel gehoorde kreet in de versterkertechniek, vooral waar het gaat om vermogens- of eindversterkers. Figuur 1.8 toont het schema van zo'n darlingtontrap. Deze manier van het aaneenschakelen van twee transistors is voornamelijk bedoeld, om de stroomversterkingsfaktor, die bij een enkele transistor aan bepaalde grenzen gebonden is, verder te vergroten. Vermogenstransistors in eindversterkers hebben vaak maar een relatief geringe stroomversterkingsfaktor (20 tot 50 maal). De configuratie uit figuur 1.8 levert een totale stroomversterkingsfaktor op, die gelijk is aan het produkt van de beide afzonderlijke factoren. Darlington's hebben soms versterkingsfactoren in de orde van 10.000 maal. Dit is vaak nodig om de kleine versterkersignaaltes om te zetten in grote luidsprekerstromen.

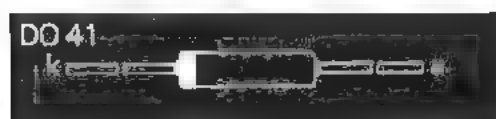
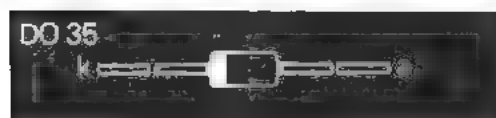
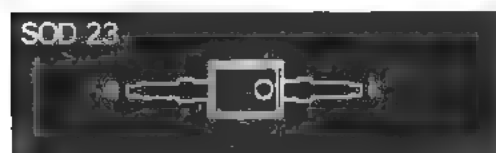
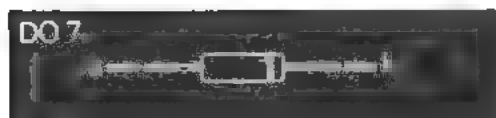
De beide transistoren uit figuur 1.8 gedragen zich als een transistor met een grote versterkingsfaktor en een vergrote restspanning (die is namelijk gelijk aan V_{BE} van T1 plus V_{BE} van T2).

Een tweede truuk, die men met een darlington kan uithalen is weergegeven in figuur 1.9.

Schakelt men de beide T's zoals in deze figuur aangegeven, dan maakt men in feite een vermogens pnp-transistor met behulp van een kleine pnp-transistor en een vermogens-npn-transistor. Dit is in figuur 1.9



Figuur 1.10. Nog twee voorbeelden van darlington schakelingen.



aangegeven met de E, B en K aanduidingen. Dit is een toepassing, die het mogelijk maakt, een goedkope npn-vermogens-transistor te gebruiken op de plaats van een dure pnp-vermogenstransistor. Daarnaast bezit deze pnp-darlington ook alle goede eigenschappen van de darlington.

Voorbeelden van nog enkele darlingtonschakelingen zijn in figuur 1.10 aangegeven.

technische gegevens:

AA 119

Universele punt-kontakt germanium diode voor detectie van kleine signalen.

Behuizing	DO-7
Maksimale sperspanning	30 V
Maksimale kontinu stroom	35 mA
Maksimale piek stroom	100 mA
Restspanning	0,3 V bij 0,1 mA

1 N 914

Universele silicium diode voor algemene schakel toepassingen.

Behuizing	DO-35
Maksimale sperspanning	75 V
Maksimale kontinu stroom	75 mA
Maksimale piek stroom	225 mA
Restspanning	1 V bij 10 mA

1 N 4148

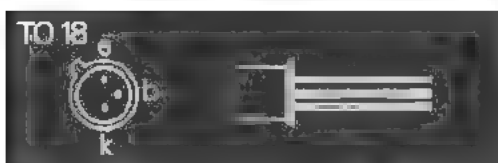
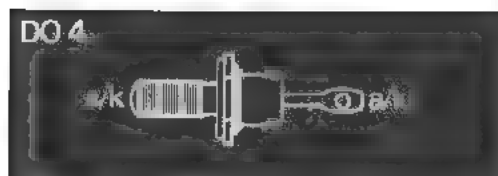
Universele silicium diode voor algemene toepassingen.

Behuizing	DO 35
Maksimale sperspanning	75 V
Maksimale kontinu stroom	75 mA
Maksimale piek stroom	225 mA
Restspanning	1 V bij 10 mA

1 N 4004

Universele silicium gelijkrichtdiode voor gebruik in voedingen.

Behuizing	DO-41
Maksimale sperspanning	400 V
Maksimale kontinu stroom	1 A
Maksimale piek stroom	30 A
Restspanning	1,1 V bij 1 A



NPN	PNP
BC 107	BC 177
BC 108	BC 178
BC 109	BC 179
BC 140	BC 160
BC 141	BC 161
BC 147	BC 157
BC 148	BC 158
BC 149	BC 159
BC 167	BC 257
BC 168	BC 258
BC 169	BC 259
BC 182	BC 212
BC 183	BC 213
BC 184	BC 214
BC 237	BC 307
BC 238	BC 308
BC 239	BC 309
BD 135	BD 136
BD 137	BD 138
BD 139	BD 140
BD 238	BD 240
BD 241	BD 242
BD 243	BD 244

Een lijstje met zogenaamde complementaire transistoren. Dat zijn halfgeleiders, die dezelfde karakteristieken hebben en die alleen verschillen in het feit dat de ene een PNP-eksemplaar is en de andere een NPN

BYX 38 - 300

Silicium gelijkricht diode voor grote stromen.

Behuizing DO-4
(zowel met katode als met anode aan huisje)
Maksimale sperspanning 300 V
Maksimale kontinu stroom 6 A
Maksimale piek stroom 50 A
Restspanning 1,4 V bij 6 A

BC 107

Universele laagvermogen NPN silicium transistor voor schakel- en LF-toepassingen, in metalen huis.

Behuizing TO-18
Maksimale kollektter-emitter spanning 50 V
Maksimale inverse basis-emitter spanning 6 V
Maksimale kontinu kollektterstroom 100 mA
Maksimale vermogen 300 mW
Versterkingsfaktor 100 - 300

BC 109

NPN laagvermogen silicium transistor in metalen behuizing voor toepassingen in ruisarme LF voorversterkertrappen.

Behuizing TO-18
Maksimale kollektter-emitter spanning 25 V
Maksimale inverse basis-emitter spanning 5 V
Maksimale kontinu kollektterstroom 50 mA
Maksimale vermogen 300 mW
Versterkingsfaktor 200 - 400

BC 140

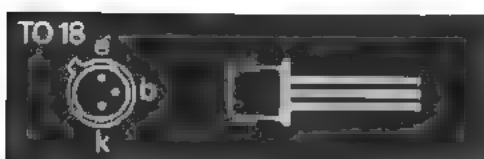
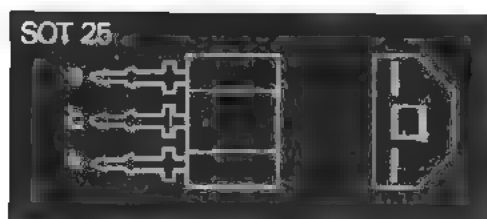
Universele mediumvermogen NPN silicium transistor voor schakel- en driver-toepassingen.

Behuizing TO-39
Maksimale kollektter-emitter spanning 40 V
Maksimale inverse basis-emitter spanning 7 V
Maksimale kontinu kollektterstroom 1 A
Maksimale vermogen 3,7 W
Versterkingsfaktor 25 - 75

BC 147

Universele laagvermogen NPN silicium transistor voor LF-versterker schakelingen, in kunststof behuizing met korte aansluitpennen.

Behuizing SOT-25
Maksimale kollektter-emitter spanning 50 V
Maksimale inverse basis-emitter spanning 6 V
Maksimale kontinu kollektterstroom 100 mA
Maksimale vermogen 300 mW
Versterkingsfaktor 90 150



TO-18	SOT-25	SOT-30(A)
BC 107	BC 147	BC 237
BC 108	BC 148	BC 238
BC 109	BC 149	BC 239
BC 177	BC 157	BC 307
BC 178	BC 158	BC 308
BC 179	BC 159	BC 309

Deze tabel geeft een overzicht van elektrisch volledig gelijkaardige transistoren, die zich enkel en alleen onderscheiden door het soort behuizing. De eerste kolom geeft de bekende metalen TO-18, de middelste de niet zo praktische (kleine aansluitpennen!) plastic SOT-25, de rechtse de kunststof omhulling SOT 30(A).

BC 157

Universele laagvermogen PNP silicium transistor voor LF-versterker schakelingen, in kunststof behuizing met korte aansluitpennen.

Behuizing	SOT-25
Maksimale kollektter-emitter spanning	50 V
Maksimale inverse basis-emitter spanning	5 V
Maksimale kontinu kollektterstroom	100 mA
Maksimale vermogen	300 mW
Versterkingsfaktor	90 - 150

BC 160

Universele mediumvermogen PNP silicium transistor voor schakel- en driver-toepassingen.

Behuizing	TO-39
Maksimale kollektter-emitter spanning	40 V
Maksimale inverse basis-emitter spanning	5 V
Maksimale kontinu kollektterstroom	1 A
Maksimale vermogen	3,2 W
Versterkingsfaktor	25 - 75

BC 177

Universele laagvermogen PNP silicium transistor voor schakel- en LF-toepassingen, in metalen huis.

Behuizing	TO-18
Maksimale kollektter-emitter spanning	50 V
Maksimale inverse basis-emitter spanning	5 V
Maksimale kontinu kollektterstroom	100 mA
Maksimale vermogen	300 mW
Versterkingsfaktor	100 - 300

BC 237

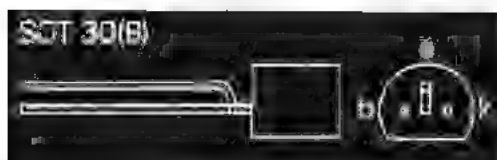
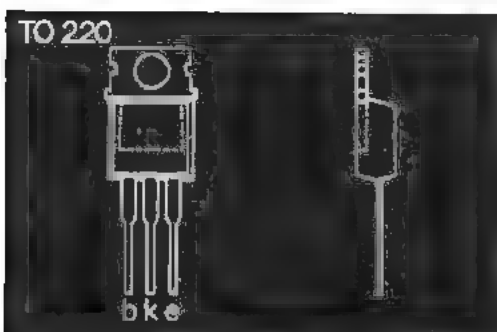
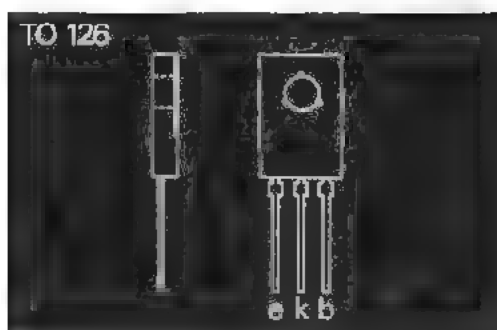
Universele laagvermogen NPN silicium transistor voor LF-versterker schakelingen, in kunststof huisje.

Behuizing	SOT-30(A)
Maksimale kollektter-emitter spanning	50 V
Maksimale inverse basis-emitter spanning	5 V
Maksimale kontinu kollektterstroom	100 mA
Maksimale vermogen	300 mW
Versterkingsfaktor	100 - 200

BC 307

Universele laagvermogen PNP silicium transistor voor LF-versterker schakelingen, in kunststof huisje.

Behuizing	SOT-30(A)
Maksimale kollektter-emitter spanning	50 V
Maksimale inverse basis-emitter spanning	5 V
Maksimale kontinu kollektterstroom	100 mA
Maksimale vermogen	300 mW
Versterkingsfaktor	100 - 200



BD 139

NPN silicium mediumvermogen transistor voor driver-toepassingen in LF-eindtrappen.

Behuizing	TO-126
Maksimale kollektër-emitter spanning	100 V
Maksimale inverse basis-emitter spanning	5 V
Maksimale kontinu kollektërstroom	1,5 A
Maksimale vermogen	12,5 W
Versterkingsfaktor	25 - 50

BD 140

PNP silicium mediumvermogen transistor voor driver-toepassingen in LF-eindtrappen.

Behuizing	TO-126
Maksimale kollektër-emitter spanning	100 V
Maksimale inverse basis-emitter spanning	5 V
Maksimale kontinu kollektërstroom	1,5 A
Maksimale vermogen	12,5 W
Versterkingsfaktor	25 - 50

BD 241

NPN silicium vermogen transistor voor eindversterker- en schakel-toepassingen.

Behuizing	TO-220
Maksimale kollektër emitter spanning	40 V
Maksimale inverse basis-emitter spanning	5 V
Maksimale kontinu kollektërstroom	3 A
Maksimale vermogen	40 W
Versterkingsfaktor	20 - 75

BD 242

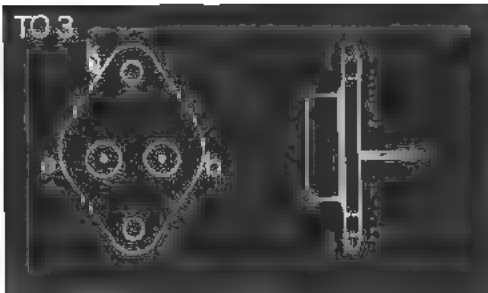
PNP silicium vermogen transistor voor eindversterker- en schakel-toepassingen.

Behuizing	TO-220
Maksimale kollektër-emitter spanning	40 V
Maksimale inverse basis-emitter spanning	5 V
Maksimale kontinu kollektërstroom	3 A
Maksimale vermogen	40 W
Versterkingsfaktor	20 - 75

BF 254

NPN hoogfrequent silicium transistor voor toepassingen in AM en FM middenfrequent versterkers.

Behuizing	SOT-30(B)
Maksimale kollektër-emitter spanning	20 V
Maksimale inverse basis-emitter spanning	5 V
Maksimale kontinu kollektërstroom	30 mA
Maksimale vermogen	220 mW
Versterkingsfaktor	100



BF 258

NPN laagvermogen silicium transistor voor toepassingen met hoge voedingsspanningen.

Behuizing	TO-39
Maksimale kollektër-emitter spanning	250 V
Maksimale inverse basis-emitter spanning	5 V
Maksimale kontinu kollektërstroom	100 mA
Maksimale vermogen	5 W
Versterkingsfaktor	25 - 50

BU 111

NPN hoogvermogen silicium transistor voor gebruik in schakelingen met hoge voedingsspanningen.

Behuizing	TO-3
Maksimale kollektër-emitter spanning	300 V
Maksimale inverse basis-emitter spanning	6 V
Maksimale kontinu kollektërstroom	6 A
Maksimale vermogen	50 W
Versterkingsfaktor	5 - 10

2 N 1613

NPN laagvermogen silicium transistor voor algemene toepassingen.

Behuizing	TO-39
Maksimale kollektër-emitter spanning	50 V
Maksimale inverse basis-emitter spanning	7 V
Maksimale kontinu kollektërstroom	500 mA
Maksimale vermogen	3 W
Versterkingsfaktor	25 - 100

2 N 2905

PNP laagvermogen silicium transistor voor algemene toepassingen.

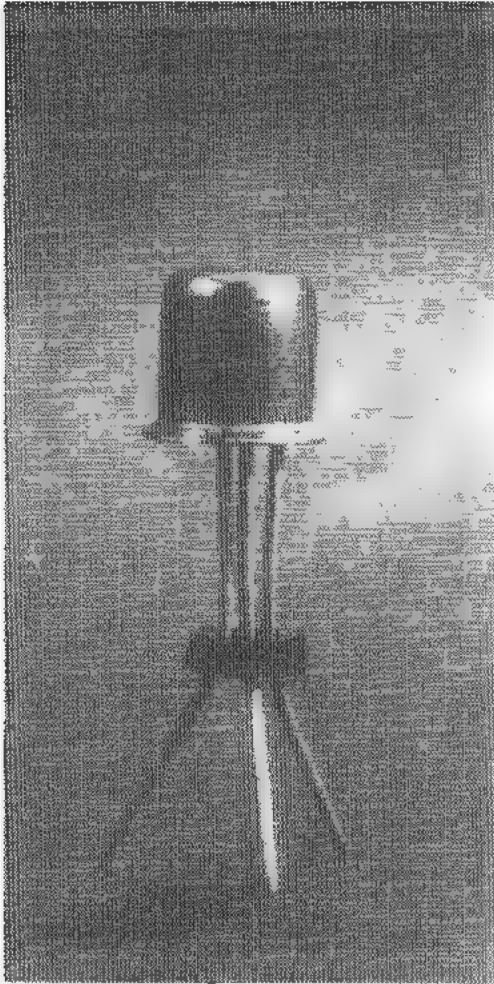
Behuizing	TO-39
Maksimale kollektër-emitter spanning	40 V
Maksimale inverse basis-emitter spanning	5 V
Maksimale kontinu kollektërstroom	600 mA
Maksimale vermogen	3 W
Versterkingsfaktor	50 - 150



2 N 3055 (BD 130)

NPN groot vermogen silicium transistor voor toepassingen als eindtransistor in LF-eindversterkers.

Behuizing	TO-3
Maksimale kollektër-emitter spanning	100 V
Maksimale inverse basis-emitter spanning	7 V
Maksimale kontinu kollektërstroom	15 A
Maksimale vermogen	100 W
Versterkingsfaktor	20 - 70



2. JFET~ MOSFET~ UJT

In dit tweede hoofdstuk aandacht voor een drietal bijzondere halfgeleiders: De JFET, de MOSFET en de UJT; halfgeleiders met specifieke toepassingsgebieden, die hier ook aan de hand van enkele typische praktijkvoorbeelden zullen worden toegelicht. Maar ook hier zal in de eerste plaats aandacht worden besteed aan de werking van deze typen halfgeleiders.

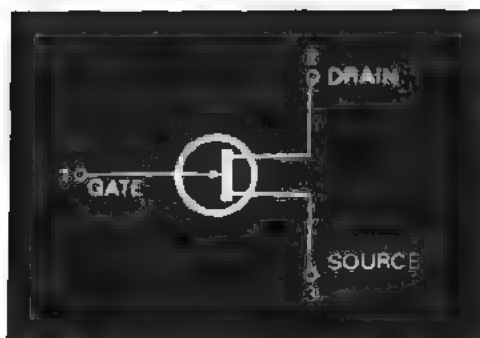
JFET EN MOSFET

Er bestaan twee soorten FET's, namelijk de JFET en de MOSFET, beide met een overeenkomstige werking, maar met een verschillend toepassingsgebied. De JFET of Junction FET wordt in het volgende hoofdstuk kortweg FET genoemd, terwijl voor de MOSFET de 'ware' naam gehandhaafd blijft.

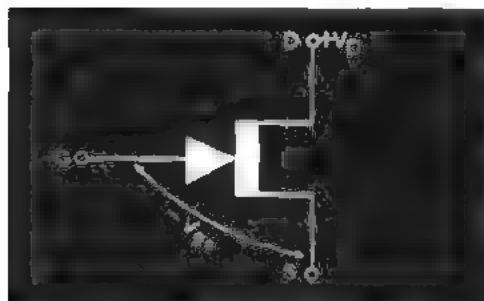
FET

FET is een afkorting. De letters staan voor de engelse woorden Field Effect Transistor. In goed nederlands is dat: Veld Effekt Transistor.

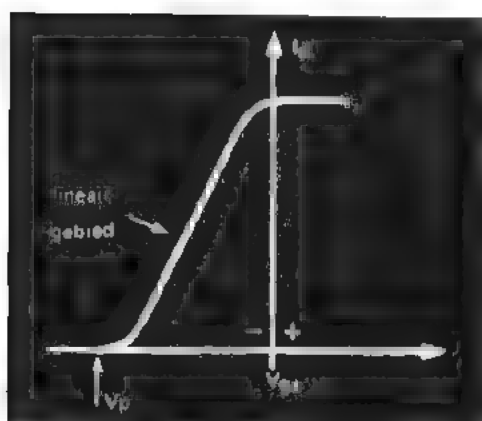
Al lang geleden werd de FET als bruikbaar versterkelement ontwikkeld. Vooral het toen nog uitgebreide leger buisenthousiasten kon blij zijn met de komst van de FET, want dit versterkelement heeft een karakteristiek, die een sterke overeenkomst vertoont met die van de aloude pentode. Het symbool van deze



Figuur 2.1. Het symbool van de Field Effect Transistor.



Figuur 2.2. Vereenvoudigd schema van de inwendige opbouw van de FET



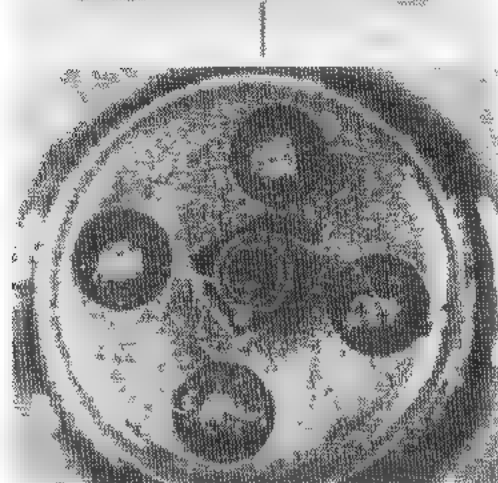
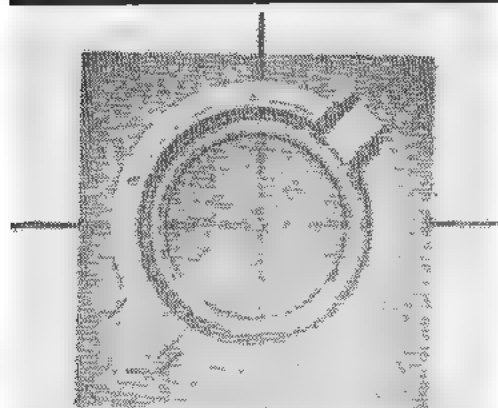
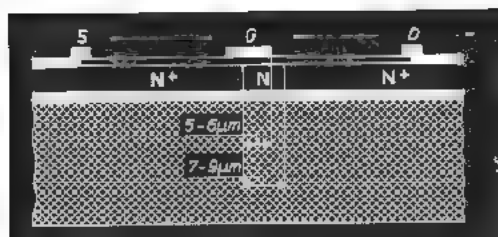
Figuur 2.3. De I_d - V_{gs} -karakteristiek van een FET. Wel erg theoretisch, maar noodzakelijk voor het goede begrip. Zie tekst.

eigenaardige halfgeleider is in figuur 2.1 weergegeven. De FET bezit, evenals de gewone transistor, drie aansluitingen, die alle met een engelse benaming zijn uitgerust. Aansluiting 1 is de gate (ned. poort). Dit is de stuu-elektrode. De tweede aansluiting heet drain (afvoer), de derde is de source (bron). Heel kort samengevat is de werking als volgt: met behulp van een spanning op de gate kan de weerstand tussen de drain en de source willekeurig worden gevarieerd tussen enige honderden ohm en enkele tientallen Mega-ohm. De weerstand tussen drain en source noemt men de kanaalweerstand.

DE OPBOUW

In figuur 2.2 is symbolisch weergegeven, hoe de FET in werkelijkheid is opgebouwd. Daaruit blijkt, dat de FET in feite slechts bestaat uit een enkele diode, waarbij de anode de gate is. Deze diode wordt bij een FET echter niet als een diode gebruikt; zij moet namelijk altijd in sperrichting worden aangesloten. Dat betekent, dat de gate ten opzichte van de source altijd negatief moet zijn, wil de FET in zijn lineaire versterkingsgebied werken. In figuur 2.2 is deze negatieve spanning aangeduid met V_{gs} .

Het feit dat bij de FET een diode wordt gebruikt, wordt uitgedrukt met de J van JFET (zie inleiding). De J staat voor junction, hetgeen het engelse woord is voor (halfgeleider) overgang, ofwel pn-overgang. Ondanks de belofte, dat er zo weinig mogelijk theorie zal worden gespuid, moet hier toch even worden teruggerepen op de I_d - V_{gs} -karakteristiek van de FET, omdat deze het begrijpen van de FET snel duidelijk kan maken. Deze, moeilijk klinkende karakteristiek is in figuur 2.3 getekend. Horizontaal is de gatespanning uitgezet, vertikaal de drainstroom; dat is de stroom die in de FET van de drain naar de source vloeit. Bekijkt men deze grafiek, dan valt op, dat er geen stroom loopt, wanneer de negatieve spanning tussen gate en source groter is dan V_p . Bij de spanning V_p gaat de FET net even open. Deze spanning noemt men dan ook de pinch-off (afknijp-) spanning van de FET. Normaal gesproken ligt deze spanning ergens tussen $-0,2$ en $-0,8$ volt. Bij de fabricage van de FET's heeft men deze variabele niet erg goed in de hand: het is dus mogelijk, dat men bij twee FET's van hetzelfde type een groot verschil in V_p krijgt. Laat



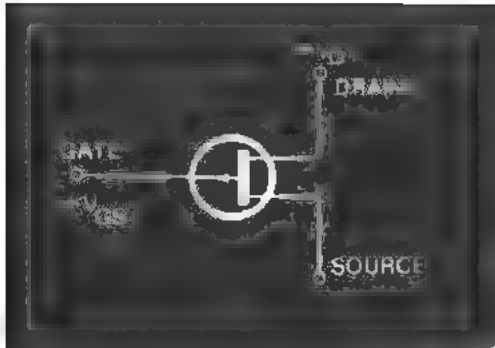
Drie stappen in de opbouw van een MOS transistor.

Boven: schematische doorsnede van de opbouw van het halfgeleider kristal. Midden: vergrote foto van de MOS transistor, liggend op een foto masker. De siliciumlaag is zo dun, dat men het patroon (kruis) van het foto masker door de halfgeleider heen ziet. De grootte van het siliciumplaatje dat de volledige MOS transistor vormt is 1x1 mm. (foto Philips) Onder: de gemonteerde transistor op de bodem van een TO-18 huisje. De vierde aansluiting is verbonden met de bodemplaat van het huisje (foto Philips)

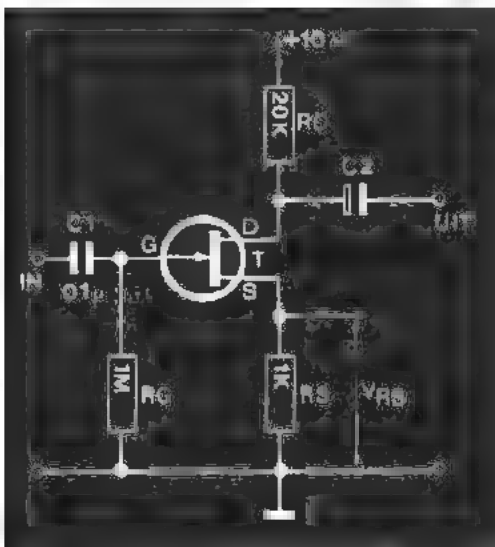
men nu de gatespanning iets naderen tot de source-spanning, dan komt men in een krom stuk van de grafiek terecht. Dit niet-lineaire gebied gebruikt men bij voorkeur niet voor versterkingsdoel-einden. Door een verdere verkleining van het spanningsverschil tussen gate en source komt men in een gebied terecht, dat in de tekening is aangeduid met 'lineair gebied'. In dit gebied, en liefst midden op de helling, wordt de FET ingesteld voor versterkingsdoel-einden. Hoe geeft men nu de versterking van de FET aan? Als men aanneemt, dat de drainspanning gelijk blijft bij een wisselende stuurspanning op de gate, dan zal er door de FET een stroom lopen, die evenredig is met de spanning op de gate. Voor de FET heeft men daarom als maat voor de versterking, evenals bij de buis de 'steilheid' gekozen. Er is echter een klein verschil: bij de buis wordt de eenheid uitgedrukt in milli-ampere per volt (men wil hiermee zeggen, hoeveel milli-ampere de stroom verandert, als de roosterspanning met 1 volt verandert). Bij de FET spreekt men van mikro-mho. Mho is het omgekeerde van ohm, en omdat ohm gelijk is: spanning gedeeld door stroom (wet van Ohm) is dus mho gelijk aan stroom gedeeld door spanning. Dat dit overeenkomt met milli ampere per volt zal wel geen nadere toelichting behoeven. De omrekenfactor is als volgt: $1 \text{ mA/V} = 1000 \text{ } \mu\text{mho}$. Een gangbare waarde van de steilheid voor vrijwel alle populaire FET's is $2000 \text{ } \mu\text{mho}$, ofwel 2 mA/V .

VOORDELEN

De FET heeft ten opzichte van de buis en van de transistor een aantal min of meer grote voordelen. In vergelijking met de transistor springt als grootste voordeel de enorme hoge ingangsimpedantie in het oog, immers omdat de ingangsschakeling van de FET uit een gesperde diode bestaat, zal er, afgezien van een uiterst geringe lekstroom, geen stroom in de ingang van een FET vloeien. Bovendien gedraagt de FET zich als een zuivere ohmse weerstand in zijn lineair gebied, hetgeen de eigenschappen op hoogfrequent gebied zeer ten goede komt. FET's kunnen over het algemeen tot ruimschoots boven 1 GHz ($\sim 1000 \text{ MHz}$) worden toegepast. Ten opzichte van de buis onderscheidt de FET zich door de geringe afmetingen, het ontbreken van een gloeidraad, gering gewicht en laag



Figuur 2.4 Symbool van de komplementaire p-FET.



Figuur 2.5. Een praktisch voorbeeld van een schakeling met een FET.

stroomverbruik. Bovendien biedt de FET, door toepassing van de zogenaamde komplementaire FET (ook wel p-FET genoemd in tegenstelling tot de hier besproken n-FET. Het symbool van deze p-FET is in figuur 2.4 getekend) de mogelijkheid, zeer ingewikkelde schakeltechnische problemen op een elegante (= eenvoudige) manier op te lossen. De FET biedt zelfs zoveel voordelen, dat het moeilijk is, nog nadelen te vinden. Een van die nadelen zou de relatief hoge aanschaffingsprijs kunnen zijn, want de aller goedkoopste FET kost altijd wel zo'n gulden of drie. Inmiddels is voornamelijk de japanse halfgeleider industrie erin geslaagd, om FET's te ontwikkelen, die voor grote vermogens geschikt zijn. Daar wordt al dankbaar gebruik van gemaakt in sommige eindversterkers uit de duurdere prijsklasse.

TOEPASSING

Na de uiteenzetting over de werking van de FET is het nu tijd geworden voor een praktijkschakeling. Uit deze schakeling kan meteen worden afgeleid, hoe men een FET in de schakeling een instelling geeft. Het principeschema van deze zeer eenvoudige versterkertrap is in figuur 2.5 getekend. In de schakeling wordt gebruik gemaakt van het principe van de automatisch negatieve voorspanning. Hierbij is natuurlijk wel een verklaring vereist: De gate van de FET T ligt via een 1 Mohm-weerstand aan aarde. Omdat er in het gate-circuit geen stroom vloeit, ligt de gate dus ook aan de aardspanning. Stel, dat de source ook aan de aardspanning zou liggen. In dat geval bestaat er geen spanningsverschil tussen gate en source, er is dus ook geen negatieve voorspanning. Als gevolg daarvan is de FET helemaal open gestuurd en heeft nog slechts een weerstand van een paar honderd ohm. Er kan nu van de plus via RD, T en RS een stroom naar massa gaan vloeien. Deze stroom veroorzaakt echter een spanning over RS, waardoor de source niet meer aan de massa ligt, maar t.o.v. de massa een positief potentiaal heeft. Omdat de gate wel nog op massaspanning ligt, is deze dus negatief ten opzichte van de source. Er ontstaat nu een evenwicht tussen de drainstroom en de gate-source-spanning. Hoe groot de stroom precies is, die door de FET loopt, is afhankelijk van verschillende FET-parame-



Figuur 2.6. Het symbool van de MOSFET.

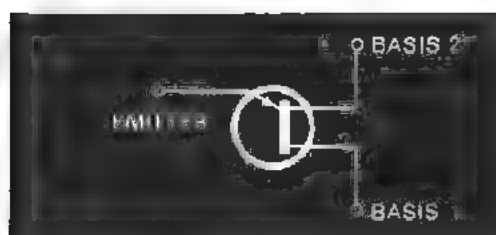
ters, onder andere van de steilheid. Praktisch gesproken loopt er ongeveer $200 \mu\text{A}$ door de FET, waardoor over R_S ongeveer 0,2 volt komt te staan. Omdat de stroom door R_S ook door R_D loopt, zal hier een spanningsval van ca. 4 volt over ontstaan (de weerstand is 20 maal zo groot, daarom is ook de spanningsval 20 maal zo groot). De spanningsversterking van de schakeling wordt ook bepaald door de verhouding van drain- en sourceweerstand en is dientengevolge dan ook 20 maal. De maximaal mogelijkeingangsspanning, die zonder vervorming kan worden verwerkt bedraagt ca. 100 mV.

MOSFET

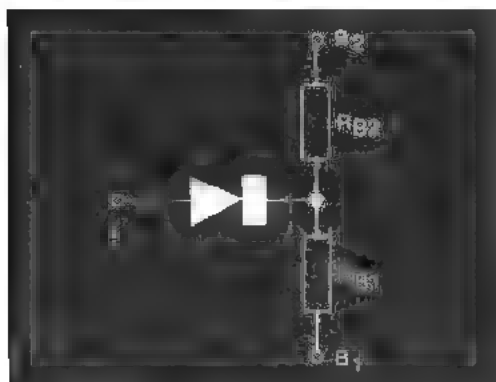
Een ander type FET, dat kwa werking erg veel overeenkomst vertoont met de JFET (ook bipolaire FET genoemd) is de MOSFET. Ook hier is weer sprake van een afkorting, die staat voor Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor. Een hele mond vol. Het symbool van de MOSFET is getekend in figuur 2.6. Opvallend daarin is, dat de aansluitingen van de MOSFET precies dezelfde benamingen hebben als bij de gewone JunctionFET.

Het principe van de werking is eender: Ook de MOSFET heeft een kanaal tussen de drain en de source. De weerstand van dit kanaal kan worden gevarieerd door op de gateaansluiting een spanning aan te sluiten, die ergens tussen de drain en de sourcespanning ligt. Met behulp van deze spanning kan de kanaalweerstand worden gevarieerd tussen enkele tientallen ohm tot enige tientallen a honderden Meg-ohm.

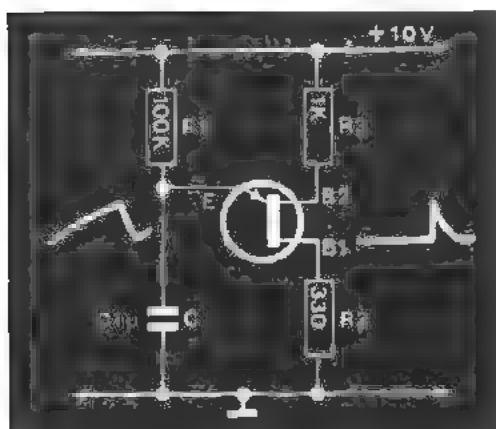
De MOSFET kan zich verheugen in een toenemende belangstelling van de halfgeleiderindustrie, voornamelijk vanwege de toepassing op digitaal gebied, dat wil dus zeggen als schakelement. Door zijn constructie is de MOSFET namelijk relatief eenvoudig te fabriceren. Mede daardoor was het mogelijk, om zeer veel MOSFET's op een klein plaatje silicium onder te brengen (te integreren). Het resultaat daarvan zijn uiterst ingewikkelde schakelingen (met enige duizenden tot tienduizenden MOS transistoren op een paar vierkante millimeter). Deze MOS techniek kan iedereen tegenwoordig bewonderen in de vorm van zakrekenmachientjes, TV-tennis, mikroprocessors enz. Zelfs komputers met een inhoud van enige



Figuur 2.7. Het meest gebruikte symbool van de Uni-Junction-Transistor



Figuur 2.8 Inwendige opbouw van een UJT.



Figuur 2.9. Praktische toepassing van een UJT in de schakeltechniek

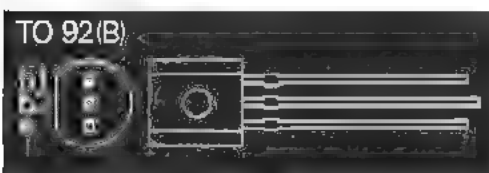
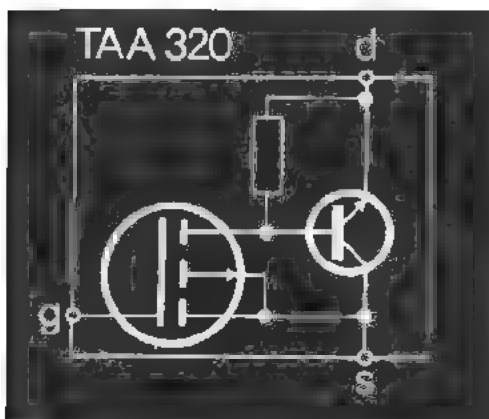
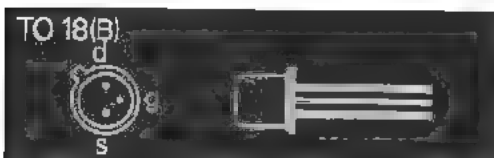
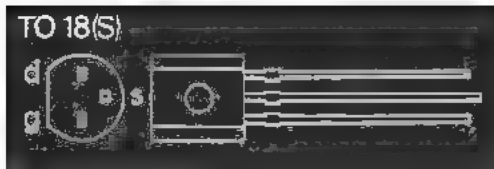
kubieke meter uit de jaren vijftig heeft men met deze techniek terug weten te brengen tot apparaatjes, die in de palm van een hand passen.

UJT

Evenals FET is UJT ook een afkorting, zij staat voor Uni-Junction-Transistor, hetgeen in het nederlands betekent: transistor met slechts een sperlaag. Het symbool is in figuur 2.7 gegeven. Voor een beter begrip van de werking is figuur 2.8 belangrijker, want daarin is het vervangingsschema getekend. Dit bestaat uit een diode (vandaar de naam UJT) en twee weerstanden. B1 wordt gewoonlijk aan de negatieve pool van een spanningsbron aangesloten, B2 aan de positieve. Als men nu de emitteraansluiting open laat, fungeren de beide weerstanden als een gewone spanningsdeler. De totale waarde van beide weerstanden bedraagt ongeveer 5 tot 10 kohm. Legt men nu op de emitter een spanning aan, die groter is, dan de spanning op het knooppunt van de beide weerstanden en de diode, dan ontstaat het UJT-effect: weerstand RB1 wordt dan tot nul gereduceerd en het knooppunt van de beide weerstanden komt aan het meest negatieve potentiaal te liggen. Wat men hier in de praktijk aan heeft, kan het best uit de doeken worden gedaan aan de hand van een praktische schakeling. Deze is in figuur 2.9 gegeven. Aan de emitter is een condensator aangesloten, die via een weerstand van 100 kohm wordt opgeladen. Bereikt de spanning op de condensator de spanning op het knooppunt van de beide weerstanden (figuur 2.8), dan wordt de weerstand tussen E en B1 vrijwel gelijk aan nul. De condensator zal zich nu ontladen via E, B1 en de weerstand van 330 ohm. Als de condensator ontladen is, kan er geen stroom meer door de emitter lopen, waardoor RB1 weer zijn gewone waarde herneemt. De condensator kan zich weer opladen en hetzelfde spelletje herhaalt zich weer. De 330 ohm weerstand dient alleen maar om de emitterstroom te begrenzen. Tijdens de ontlading van de condensator ontstaat over de weerstand een naaldvormige impuls. Op de condensator zelf is een zaagtandvormige spanning beschikbaar als gevolg van de langzame op- en snelle ontlading van de condensator. Het grote voordeel van de UJT is, dat men er op een eenvoudige manier een oscillator mee kan maken.

Overigens dient wel te worden opgemerkt, dat men de UJT vrijwel altijd in een schakeling aantreft, zoals die in figuur 2.9 is weergegeven. De triggerspanning van de UJT wordt bepaald door de verhouding van de beide weerstanden uit figuur 2.8. Deze zogenaamde eta-faktor geeft aan, bij welk deel van de voedingspanning de UJT zal triggeren.

technische gegevens:



BF 244

N-kanaal J-FET voor algemene LF-versterkertoepassingen en voor HF-schakelingen.

Behuizing TO-92(A)

Maksimale drain-source spanning +/- 30 V

Maksimale drain stroom 25 mA

Pinch-off spanning 0,5 - 8 V

Steilheid 3 - 6,5 mA/V

Maksimale vermogen 300 mW

BF 245

N-kanaal J-FET, volledig gelijkwaardig aan de BF 244, met uitzondering van de behuizing.

Behuizing TO-18(S)

TAA 320

P-kanaal MOS-FET met ingebouwde impedantie aanpassingstrap, voor gebruik in LF-versterkers, tijdschakelaars met groot bereik en impedantie omvormers.

Behuizing TO-18(B)

Maksimale drain-source spanning 20 V

Minimale gate-source weerstand 100 G-ohm

Maksimale kontinu drain stroom 25 mA

Steilheid 75 mA/V

TIS 43

PN silicium uni-junktion transistor voor toepassingen in LF impulsgeneratoren en stuurkringen voor triac's.

Behuizing TO-92(B)

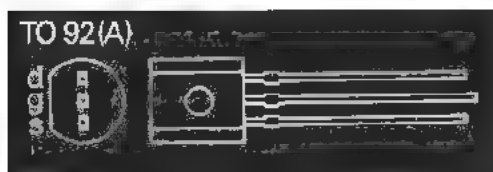
Maksimale basis 1 - basis 2 spanning 30 V

Maksimale kontinu emitter stroom 50 mA

Maksimale piek emitter stroom 1 A

η - faktor 0,55 - 0,82

Maksimale vermogen 360 mW



2 N 2646

PN silicium uni-junktion transistor voor toepassingen in LF impulsgeneratoren en stuurkringen voor triac's.

Behuizing	TO-18(A)
Maksimale basis 1 basis 2 spanning	35 V
Maksimale kontinu emitter stroom	50 mA
Maksimale piek emitter stroom	2 A
η - faktor	0,56 - 0,75
Maksimale vermogen	300 mW

2 N 3819

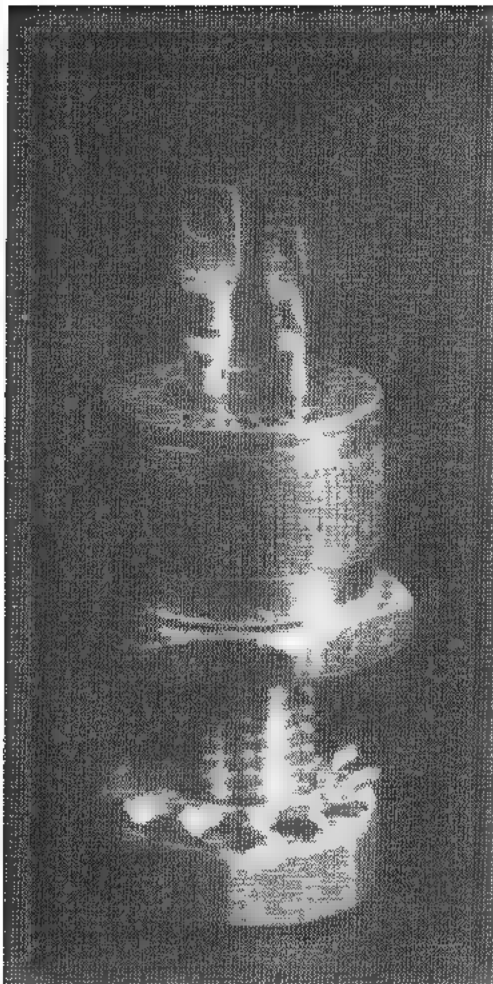
N-kanaal J-FET voor universeel gebruik op LF gebied.

Behuizing	TO-92(A)
Maksimale drain-source spanning	+/- 25 V
Maksimale drain stroom	20 mA
Pinch off spanning	8 V
Steilheid	6,5 mA/V
Maksimale vermogen	360 mW

2 N 3820

P-kanaal J-FET voor universeel gebruik op LF gebied.

Behuizing	TO-92(A)
Maksimale drain-source spanning	+/- 20 V
Maksimale drain stroom	15 mA
Pinch-off spanning	8 V
Steilheid	5 mA/V
Maksimale vermogen	300 mW



3. thyristoren

In dit hoofdstuk een bespreking van de thyristor en enige aanverwante schakelementen, zoals de DIAC en de TRIAC. De beide laatstgenoemden krijgen hier iets minder aandacht, omdat hun werking sterke overeenkomst vertoont met die van de thyristor.

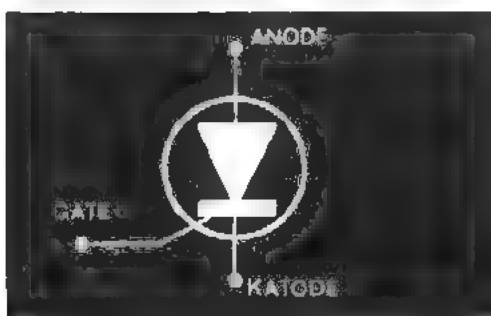
DE THYRISTOR

Thyristor is een naam, d'e ook nog een tweetal veelgebruikte synoniemen kent, want het schakelement gaat ook nog onder de aanduiding SCR (-silicon controlled rectifier) en bestuurbare siliciumgelijkrichter door het leven. Deze laatste, nederlandse benaming is een directe vertaling van SCR. De benaming zegt bovendien al iets over de werking.

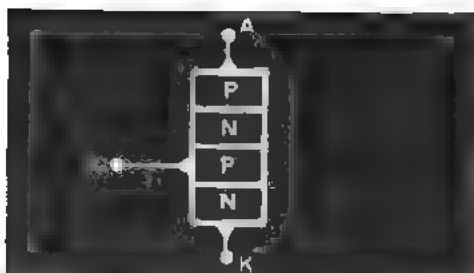
Het woord thyristor is een samentrekking van thyatron en transistor. Men wil ermee zeggen, dat het gedrag overeenkomst vertoont met dat van het aloude thyatron (een buis), maar dat hij is opgebouwd uit een halfgeleiderstructuur.

SIMBOOL

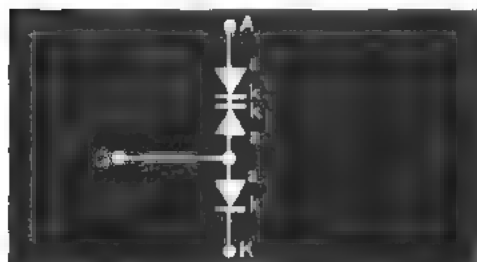
Het meest gangbare simbool voor een thyristor is weergegeven in figuur 3.1. Onmiddellijk valt de sterke overeenkomst op met het diodesimbool (zie de eerste



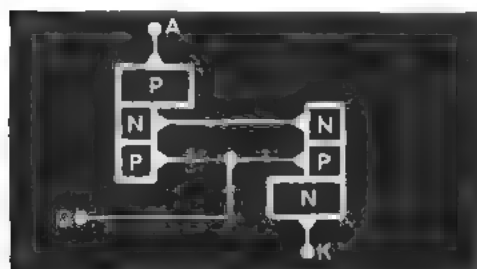
Figuur 3.1. Het meest gebruikte simbool voor de thyristor.



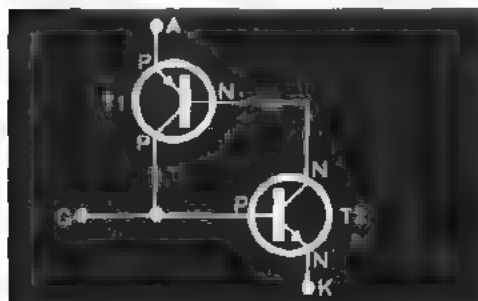
Figuur 3.2. Schematische opbouw van de tyristor. De vierlagenstructuur is duidelijk herkenbaar.



Figuur 3.3. Men kan zich de lagenstructuur van een tyristor ook voorstellen door een serieschakeling van drie dioden.



Figuur 3.4. Opsplitsing van de vier lagen uit figuur 3 in twee stukken van drie lagen.



Figuur 3.5. De twee drielagen-stukken uit figuur 3.4 stellen niets anders voor dan twee transistoren.

paragraaf van hoofdstuk 1). Er is, evenals bij de diode, een anode. Een katode vindt men ook terug. Het enige nieuwe, en daarmee ook het wezenlijke verschil is de derde aansluiting, de gate, of in het nederlands: de poort.

Deze gate maakt het mogelijk, de tyristor te besturen. Met behulp van de gate kan de tyristor namelijk worden opengezet. Eenmaal opengesteld kan de halfgeleider via de gate niet meer dichtgesteld (gesloten) worden. Dit sluiten kan, afhankelijk van de toepassing, op verschillende andere manieren gebeuren, maar daarover later meer.

DE OPBOUW

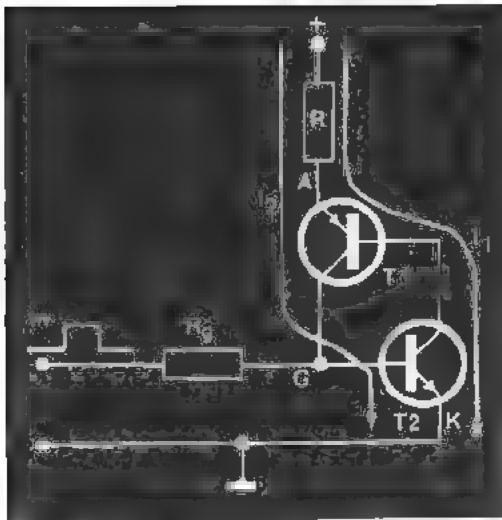
De tyristor heeft een voor dit soort elementen karakteristieke vierlagenstructuur. Dit is in figuur 3.2 getekend. Omdat er tussen de vier lagen drie PN-overgangen bestaan, kan men zich de structuur ook voorstellen als drie in serie geschakelde dioden. Hoe zij in serie zijn geschakeld, is te zien in figuur 3.3. Maar al deze tekenwijzen zullen de lezer weinig duidelijk maken over de eigenlijke werking. Hiervoor is het nodig een kunstgreep toe te passen.

Voor de verklaring van de werking is figuur 3.4 daarom van groot belang. De vierlagenstructuur uit figuur 3.2 is in deze figuur in tweeën gesplitst door de beide middelste lagen vertikaal doormidden te delen. Deze doormidden gesneden delen zijn via een draad met elkaar verbonden, waardoor er dus in feite niets veranderd is. Een nadere beschouwing van deze figuur leert echter, dat er nu een tweetal drielagenstructuren zijn ontstaan, en wel een PNP- en een NPN-structuur. De twee delen stellen niets anders voor dan twee transistoren. Een PNP-transistor links en een NPN-transistor rechts. De logische konsekwentie hiervan is in figuur 3.5 getekend.

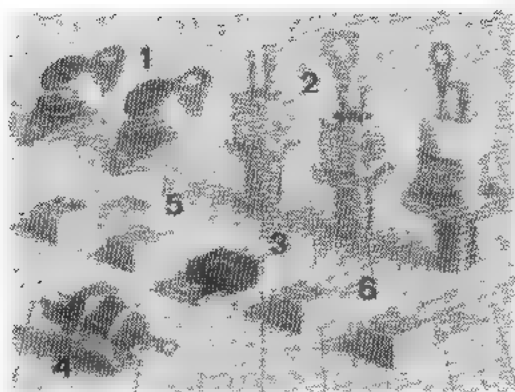
Als men ook hoofdstuk 1 goed heeft doorgenomen, dan zullen er bij de nu volgende verklaring nauwelijks meer vraagtekens rijzen.

DE WERKING

Bij de werking moet men altijd bedenken, dat een tyristor, net als een gewone diode, alleen stroom kan doorlaten in de richting van de anode naar de katode. De stroomrichting wordt dan ook aangegeven door de richting van de emitterpijlen in figuur 3.5.



Figuur 3.6. Duidelijk blijkt hoe de stromen door de thyristor heen lopen, als hij is onstoken.

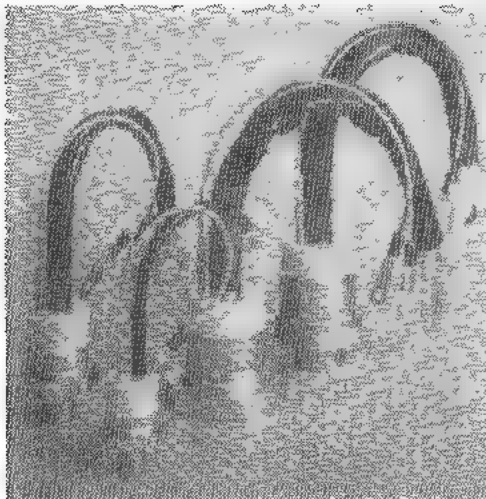


Enke standaard uitvoeringsvormen van thyristoren en triacs. 1: TO-66, 2: STUD, 3: TO-220, 4: TO-48, 5: type voor rechtstreekse print-montage, 6: idem, voor grotere vermogens (foto Siemens)

Stel, dat de anode een spanning voert, die positief is ten opzichte van de katode en dat de gate eenzelfde spanning voert als de katode. Dit is in figuur 3.6 aangegeven door het begin van deingangsspanning op de gate. In dat geval is de thyristor gesloten. Op een gegeven moment echter stijgt de ingangsspanning tot ongeveer 1 volt. Door deze spanning kan de basis-emitter-diode van T2 open gaan, waardoor een basisstroom in T2 kan gaan lopen. Maar deze halfgeleider T2 is een transistor en bezit dus een bepaalde versterkingsfaktor. Er zal een versterkte (—grotere) stroom van de kollektor naar de emitter van T2 gaan lopen. Bovendien is de kollektor van T2 verbonden met de basis van T1. Dit impliceert, dat de kollektorstroom I1 van T2 door de basis van T1 moet worden geleverd. Als T1 een basisstroom ontvangt, dan zal deze stroom ook versterkt door de kollektor van T1 vloeien (I2). I2, op zijn beurt, kan alleen door de basis van T2 weg en levert dus ook een bijdrage aan de basisstroom van T2. I1 en I2 werken met elkaar mee en veroorzaken binnen de kortst mogelijke tijd (doorgaans een paar mikroseconden) een soort van lawine-effekt, waardoor zowel T1 als T2 tot het uiterste worden opengestuurd.

De totale weerstand tussen anode en katode daalt tot een uiterst lage waarde (minder dan 1 ohm bij stromen boven 1 ampere) en de thyristorstroom wordt vrijwel uitsluitend begrensd door de weerstand R in de anodeleiding. Deze weerstand dient daarom zo te worden gekozen, dat de maximale thyristorstroom, zoals die door de fabrikant is opgegeven, niet kan worden overschreden.

Nadat de thyristor door de impuls op de gate helemaal is opengestuurd, daalt de ingangsspanning weer tot nul volt. Men zou verwachten, dat de thyristor dan weer dicht gaat, omdat T2 in dat geval afgeknepen zou worden. Op dit moment houdt de logica op, althans zo lijkt het, want de thyristor gaat absoluut niet dicht, als men de gate op nul volt zou leggen. Desondanks is er voor dit verschijnsel een logische verklaring. De gate-aansluiting heeft namelijk een vrij hoge aansluitweerstand, die in figuur 3.6 met Rg is aangeduid. Deze weerstand is zelfs zo hoog, dat de stroom I2 niet in z'n geheel via Rg kan afvloeien. Een deel van I2 moet dus via de basis van T2 blijven lopen; zodoende wordt T2 in geleiding gehouden en de thyris-



De zware jongens onder de thyristoren. De stromen die deze onderdelen kunnen verwerken gaan tot 1.400 ampere. Deze halfgeleiders worden gebruikt voor sturing van trein- en andere zware industriële motoren. (foto Siemens)



Schematische doorsnede van een thyristor in een zeer up-to-date behuizing, het „Chip-strate“ van Unitrode. De behuizing maakt een niet onbelangrijk deel van de totale produktie-kosten van de halfgeleider uit. Bij deze uitvoering gaat men uit van een keramische drager met een grote warmtegeleiding. Nadat het kristal en de draden zijn aangebracht wordt het geheel afgedekt met een speciale siliconen-pasta. (foto Unitrode)

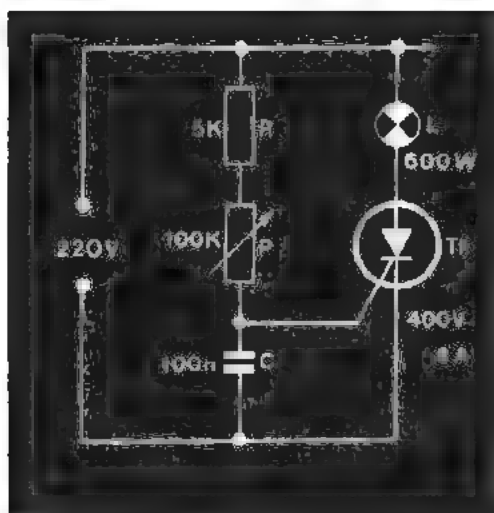
tor blijft helemaal open en wel totdat de stroom door R en de thyristor wordt onderbroken.

Afgezien van de hierboven beschreven ontsteekmethode met behulp van een gate signaal zijn er nog enige, in de praktijk vrij weinig toegepaste mogelijkheden om de thyristor in geleiding te brengen. Zij zullen hier alleen genoemd worden zonder een nadere verklaring van de werking, niet alleen omdat ze vrij zelden worden toegepast, maar ook omdat een verklaring buiten het kader van dit boek zou vallen vanwege de diepgaande theorie.

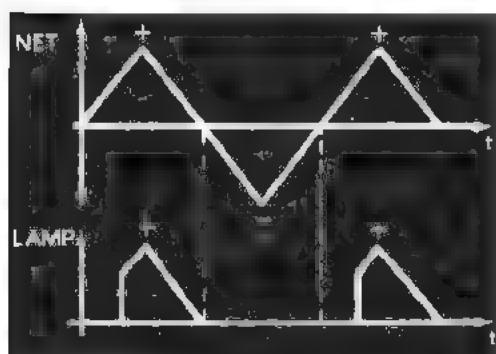
1. De thyristor kan worden ontstoken, door de anodespanning ten opzichte van de katodespanning zover op te voeren, dat de maximale sperspanning wordt overschreden. Doordat de thyristor dan in geleiding komt, neemt de spanning erover snel af. Als de anode-weerstand (de belasting) voldoende groot is, zal de thyristor van deze handelwijze geen nadelige gevolgen ondervinden.
2. Bestraaling met licht kan de thyristor eveneens in geleiding brengen. Van dit principe wordt bij de fotothyristor handig gebruik gemaakt. Uiteraard is er in de behuizing dan een lichtvenster aangebracht.
3. Hoge temperatuur is ook in staat, de thyristor te onsteken. Dit verschijnsel wordt veroorzaakt door een toename in de lekstromen van T1 en T2 in figuur 3.6.
4. Zeer snelle stijging van de anodespanning. Dit verschijnsel kan nogal eens aanleiding zijn tot ongewenste verschijnselen, wanneer de thyristor wordt toegepast als motor-snelheidsregelaar. De over de spoel van de motor optredende inductiespanningen kunnen de thyristor op ongewenste momenten tot ontsteking brengen en zodoende een onregelmatige, stoterige motorloop veroorzaken.

UITSCHAKELEN

Zoals bekend is het bij de thyristor doorgaans niet mogelijk, de stroom erdoor uit te schakelen via een signaal op de gate. Om dit resultaat desondanks te bereiken, moet de stroom, die door de thyristor van anode naar katode vloeit, teruggebracht worden tot beneden een bepaalde waarde. Deze waarde heet de houdstroom. Een dalen van de anodestroom onder de houdstroom heeft het onmiddellijke doven van de thyristor tot gevolg.



Figuur 3.7. Praktisch voorbeeld van een eenvoudige lichtdimmer, opgebouwd met behulp van een tyristor.



Figuur 3.8. De bovenste golfvorm stelt de spanning voor, die uit iedere wandkontaktdoos kan worden afgenomen, de onderste is de spanning, die over de lamp ontstaat.

In de praktijk zal de tyristor op een van de volgende manieren tot uitschakelen worden gedwongen:

1. Men keert gedurende een bepaalde tijd de spanning tussen anode en katode van de tyristor om. Bij dit omkeren zal op een gegeven moment de spanning tussen anode en katode gelijk zijn aan 0 volt. Op dat moment kan er geen stroom meer van anode naar katode lopen, de tyristor dooft.
2. Men vergroot de anodeweerstand zo ver, dat de maximale stroom van anode naar katode beneden de houdstroom daalt. Ook in dat geval zal de tyristor doven.
3. Er bestaan bepaalde soorten tyristoren, waarbij men de gate-aansluiting van een lage aansluitweerstand heeft voorzien. Deze tyristoren gaan onder de naam GTO door het leven. Dit staat voor gate-turn-off switch, ofwel via de gate uitschakelbare schakelaar. Bij dit type tyristoren kan worden uitgeschakeld via de gate. Men moet bij deze tyristoren echter genoeg nemen met het feit, dat zij slechts geschikt zijn voor kleinere stromen. Voor de meeste praktijkgevallen zijn zij totaal ongeschikt.

EENVOUDIGE PRAKTISCHE SCHAKELING

Het praktijkvoorbeeld, dat in figuur 3.7 is getekend, is een zogenaamde lichtregelaar of lichtdimmer.

Het eerste dat opvalt, is dat de schakeling rechtstreeks op het 220 volt lichtnet is aangesloten.

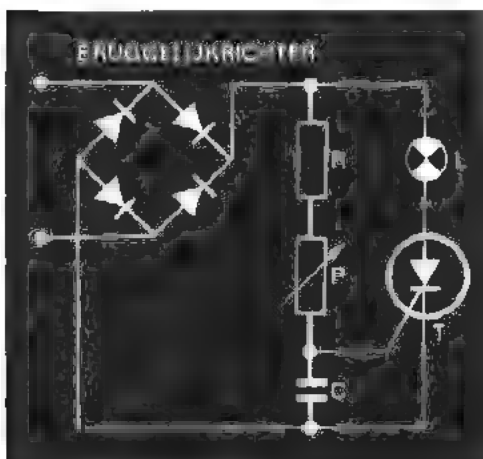
Zoals bekend levert het huiskamer-stopcontact een wisselspanning, die 100 maal per seconde van spanning omkeert (50 Hz). Voor de toelichting van deze schakeling is ook figuur 3.8 van belang.

Stel dat bij het inschakelen de netspanning begint met een positief gerichte halve sinus. De tyristor Th is nog niet open en via de lamp L stijgt de spanning op de anode van de tyristor. Tegelijkertijd gaat er via R en P een stroom lopen, die condensator C begint op te laden. Op een gegeven moment is de condensatorspanning zo ver gestegen, dat er een stroom in de gate kan gaan lopen. Op dat moment gaat de tyristor open. De positieve sinushelft op de anode van de tyristor is dan al gedeeltelijk voorbij. Stelt men P bijvoorbeeld op zijn middelste stand in, dan is de positieve sinushelft al half voorbij, voordat de tyristor open gaat.

De lamp krijgt ook slechts stroom gedurende de helft van de positieve sinushelft en zal daarom ook maar



Figuur 3.9. Een dubbelfazig gelijkgerichte spanning ziet er zo uit



Figuur 3.10. Met behulp van vier dioden kan de lichtnetspanning dubbelfazig worden gelijkgericht. Deze methode is erg kostbaar, want de te gebruiken dioden zijn nogal duur, omdat zij voor grote stromen geschikt moeten zijn.

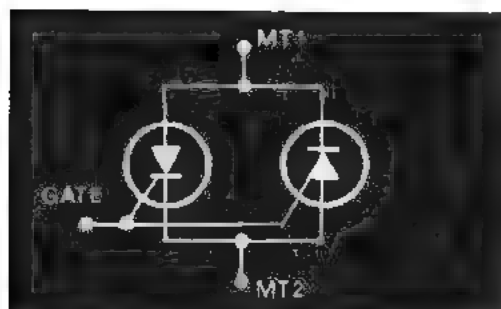
zwak branden. Gedurende de negatieve sinushelft kan de thyristor niet open gaan (want het is tenslotte een gelijkrichter).

Bij de nuldoorgang van de wisselspanning daalt de stroom door de thyristor tot nul, met andere woorden, de thyristor dooft. Pas tijdens de volgende positieve sinushelft kan de thyristor weer open gaan. Stelt men P op minimale weerstand in, dan is C zeer snel opgeladen, en zal al helemaal in het begin van de positieve sinushelft de thyristor laten ontsteken. Bij maximale weerstand van P wordt de oplading van C zodanig vertraagd, dat Th pas op het allerlaatste stukje van de sinushelft ontsteekt, de lamp zal zo goed als niet branden.

Uit het schema van figuur 3.7 kan men zien, dat de thyristor een lamp van tenminste 600 watt kan schakelen. Hoe is dat nu mogelijk, zonder dat de thyristor de geest geeft door een veel te grote warmteontwikkeling. De verklaring hierover is erg simpel: in de thyristor wordt haast geen warmte ontwikkeld, immers als de thyristor niet ontstoken is, is de spanning erover weliswaar hoog, maar er loopt geen stroom doorheen. In de ontstoken toestand loopt er een grote stroom doorheen, maar de spanning erover is erg laag (ongeveer 1 volt). De warmte (het vermogen) die in de thyristor ontwikkeld wordt is altijd gelijk aan het product van de spanning over de thyristor en de stroom erdoorheen.

Zowel in de aan- als in de uittoestand is dit product klein (in het ene geval is de spanning klein, in het andere de stroom). Deze gelukkige omstandigheid heeft het mogelijk gemaakt, thyristoren te ontwikkelen voor zeer hoge stromen. Zo bestaan er exemplaren, die meer dan 1000 ampere kunnen schakelen. De thyristor in het voorbeeld van figuur 3.7 is daarom ook tevreden met een bescheiden koelplaatje.

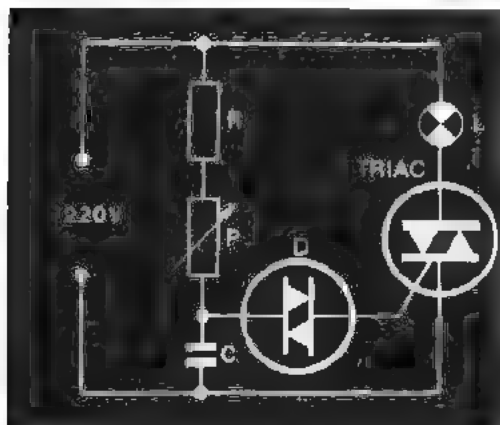
Een nadeel van de beschreven schakeling is de gelijkrichtende werking. Daarom worden de negatief gerichte sinushelften niet doorgelaten en de lamp kan slechts van 0 tot 50% van zijn helderheid worden geregeld. Dit nadeel kan worden ondervangen door de lichtnetspanning eerst dubbelfazig gelijk te richten. Dat betekent, dat men de negatieve sinushelften naar boven omklapt, waardoor zij ook positief worden. Dit is aanschouwelijk gemaakt in figuur 3.9. Hoe dit in de praktijk kan, toont figuur 3.10. Met deze scha-



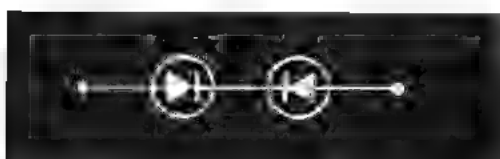
Figuur 3.11. Schematische voorstelling van het inwendige van een triac.



Figuur 3.12. Hier is het meest gebruikte symbool van een triac getekend.



Figuur 3.13. Lichtdimmer met een triac. Let ook op de triggerdiode D. Voor een verklaring hiervan: zie tekst.



Figuur 3.14. Zo ziet een diac of triggerdiode er van binnen uit.

keling is het mogelijk, de lamp van 0 tot 100% van zijn helderheid te regelen. Deze methode wordt echter in de praktijk weinig toegepast, want dit probleem kan op eenvoudigere wijze worden opgelost door toepassing van een triac.

TRIAC

Een triac is een schakelelement, dat sterke overeenkomst vertoont met een thyristor. Het verschil tussen beiden is gelegen in het feit, dat een triac in twee richtingen stroom kan doorlaten. Dit maakt een triac uitermate geschikt voor toepassing in wisselstroomschakelingen.

Voor de belangstellende zij hier opgemerkt, dat een triac in principe bestaat uit de parallelschakeling van een gewone en een komplementaire thyristor. Hoe dit er theoretisch uitziet, kan uit figuur 3.11 worden opgemaakt, terwijl figuur 3.12 het meest gebruikte symbool weergeeft. Men kan hier niet meer spreken van een anode en een katode, omdat aan beide hoofdaansluitingen zowel een anode als een katode ligt. Men noemt de aansluitingen daarom ook MT1 en MT2. De afkorting MT betekent 'main terminal' of hoofdaansluiting. Omdat de triac qua opbouw zo'n sterke overeenkomst vertoont met de thyristor, is de werking ook analoog. Daarom zal hierop niet nader worden ingegaan.

De praktijkschakeling is weer een lichtdimmer, het schema is in figuur 3.13 gegeven. De grote overeenkomst met de thyristorschakeling valt meteen op en de werking is ook identiek, alleen worden in dit geval ook de negatieve sinushelften doorgelaten en over de lamp gezet.

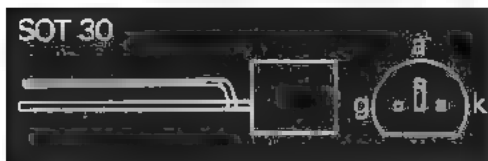
Het enige wezenlijke verschil bestaat uit de triggerdiode D. Deze triggerdiode of diac bestaat uit twee anti-serie-geschakelde dioden. Wat dit is toont figuur 3.14. De beide dioden hebben een lage doorslagspanning van ongeveer 25 volt. Omdat de dioden anti-serie zijn geschakeld kan de diac in beide richtingen doorslaan bij ongeveer 26 volt.

De diac is in deze triacregeling noodzakelijk, omdat de triac een vrij grote onsteekstroom nodig heeft. Kondensator C uit figuur 3.13 kan zich dus eerst tot ongeveer 26 volt opladen, voordat de diac open gaat. In C is op dat moment voldoende lading aanwezig,

om de voor de triac noodzakelijke ontsteekstroom te leveren.

Tot slot moet nog worden opgemerkt, dat de schakelingen uit de figuren 3.7 en 3.13 bekend staan onder de naam 'regeling door middel van faze-aansnijding'. Deze naam komt voort uit het feit, dat de lichtnet-sinus wordt 'aangesneden' om een regeling van het vermogen te verkrijgen.

technische gegevens:



A 9903

Soort halfgeleider	diac
Behuizing	DO-7
Inschakelspanning	32 V
Maksimale kontinu stroom	100 mA
Minimale stroom	1 mA
Uitschakelspanning	6 V

BR 100

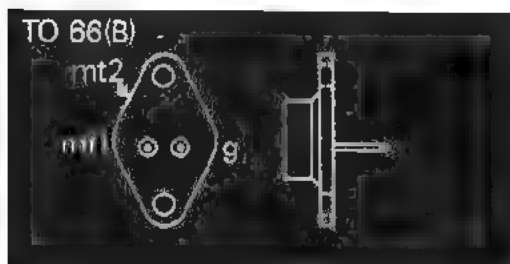
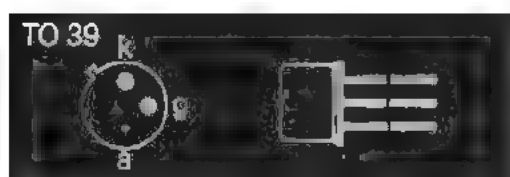
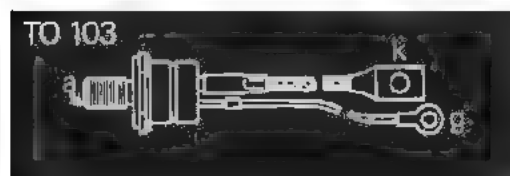
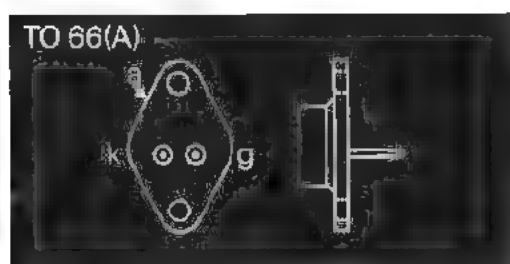
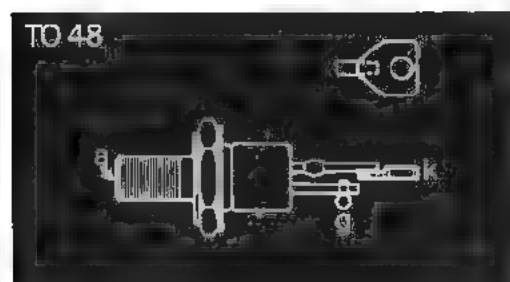
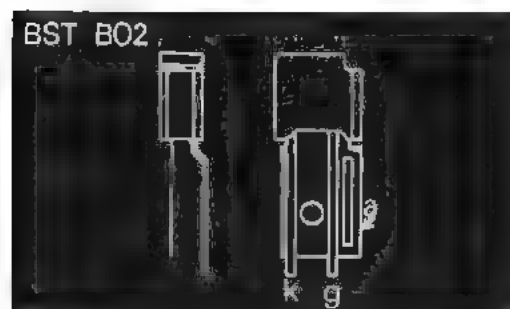
Soort halfgeleider	diac
Behuizing	DO-14
Inschakelspanning	36 V
Maksimale kontinu stroom	200 mA
Minimale stroom	20 μ A
Uitschakelspanning	6 V

BRX 46

Soort halfgeleider	thyristor
Behuizing	SOT-30
Maksimale sperspanning	100 V
Maksimale kontinu anode-katode stroom	400 mA
Minimale anode-katode stroom	5 mA
Minimale ontsteek gate stroom	200 μ A

BST B01 26

Soort halfgeleider	thyristor
Behuizing	niet standaard, zie tekening
Maksimale sperspanning	400 V
Maksimale kontinu anode-katode stroom	0,8 A
Minimale anode-katode stroom	20 mA
Minimale ontsteek gate stroom	10 mA



BST B02 26

Soort halfgeleider thyristor
 Behuizing niet standaard, zie tekening
 Maximale sperspanning 400 V
 Maximale kontinu anode-katode stroom 3 A
 Minimale anode-katode stroom 20 mA
 Minimale ontsteek gate stroom 10 mA

BST C01 26

Soort halfgeleider thyristor
 Behuizing TO-48
 Maximale sperspanning 400 V
 Maximale kontinu anode-katode stroom 5 A
 Minimale anode-katode stroom 30 mA
 Minimale ontsteek gate stroom 10 mA

BST C05 26

Soort halfgeleider thyristor
 Behuizing TO-66(A)
 Maximale sperspanning 400 V
 Maximale kontinu anode katode stroom 5 A
 Minimale anode-katode stroom 30 mA
 Minimale ontsteek gate stroom 10 mA

BST H04 26

Soort halfgeleider thyristor
 Behuizing TO-103
 Maximale sperspanning 400 V
 Maximale kontinu anode-katode stroom 70 A
 Minimale anode-katode stroom 170 mA
 Minimale ontsteek gate stroom 200 mA

BTX 18 400

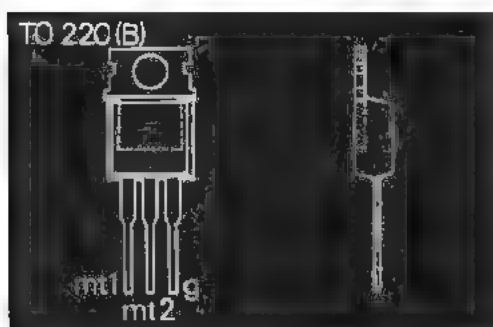
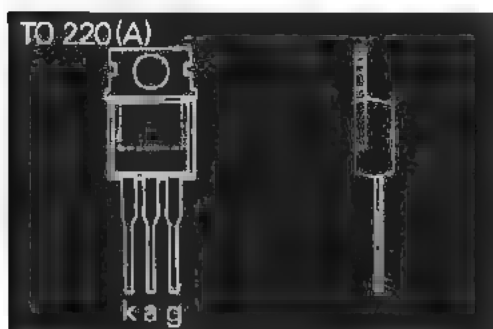
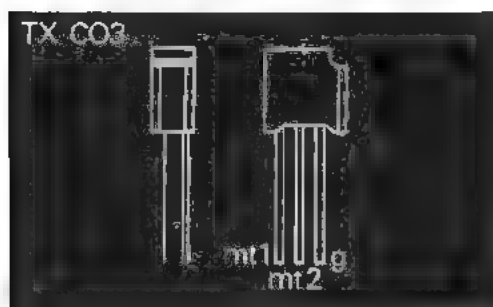
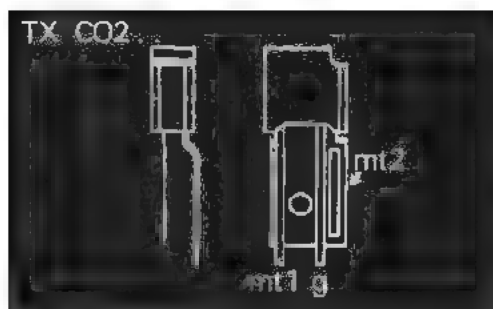
Soort halfgeleider thyristor
 Behuizing TO-39
 Maximale sperspanning 400 V
 Maximale kontinu anode-katode stroom 1 A
 Minimale anode-katode stroom 25 mA
 Minimale ontsteek gate stroom 5 mA

T 0,8 – N 4 – A 00

Soort halfgeleider thyristor
 Behuizing TO-39
 Maximale sperspanning 400 V
 Maximale kontinu anode-katode stroom 0,8 A
 Minimale anode-katode stroom 20 mA
 Minimale ontsteek gate stroom 10 mA

TX C01 A40

Soort halfgeleider triac
 Behuizing TO-66(B)
 Maximale sperspanning 400 V



Maksimale kontinu MT 1 - MT 2 stroom 6 A
Minimale MT 1 - MT 2 stroom 80 mA
Minimale ontsteek gate stroom 50 mA

TX C02 A40

Soort halfgeleider triac
Behuizing niet standaard, zie tekening
Maksimale sperspanning 400 V
Maksimale kontinu MT 1 - MT 2 stroom 3 A
Minimale MT 1 - MT 2 stroom 80 mA
Minimale ontsteek gate stroom 50 mA

TX C03 A40

Soort halfgeleider triac
Behuizing niet standaard, zie tekening
Maksimale sperspanning 400 V
Maksimale kontinu MT 1 - MT 2 stroom 1 A
Minimale MT 1 - MT 2 stroom 80 mA
Minimale ontsteek gate stroom 50 mA

4 EX 582

Soort halfgeleider diac
Behuizing DO-7
Inschakelspanning 15 - 25 V
Maksimale kontinu stroom 150 mA
Minimale stroom 250 μ A
Uitschakelspanning 1,5 V

40.669

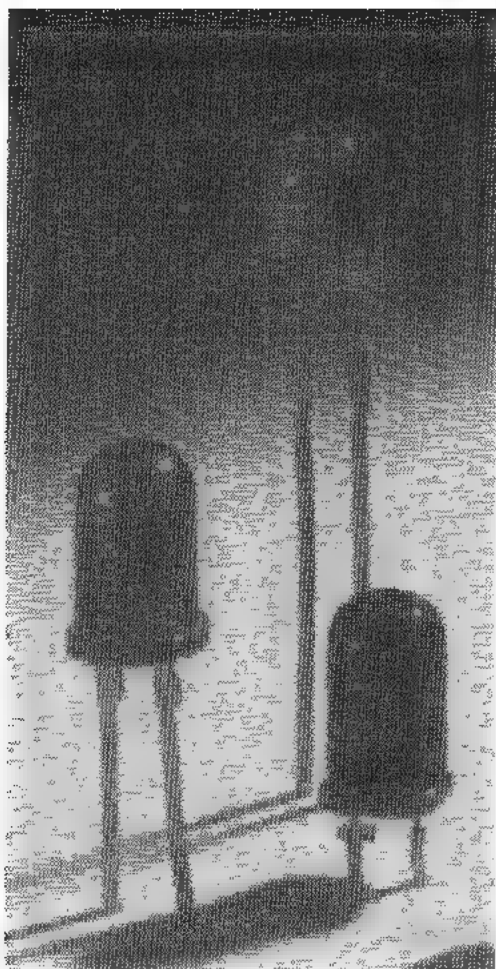
Soort halfgeleider triac
Behuizing TO-220(B)
Maksimale sperspanning 400 V
Maksimale kontinu MT 1 - MT 2 stroom 8 A
Minimale MT 1 - MT 2 stroom 30 mA
Minimale ontsteek gate stroom 25 mA

40.869

Soort halfgeleider thyristor
Behuizing TO-220(A)
Maksimale sperspanning 500 V
Maksimale kontinu anode-katode stroom 8 A
Minimale anode-katode stroom 20 mA
Minimale ontsteek gate stroom 15 mA

45.412

Soort halfgeleider diac
Behuizing DO-15
Inschakelspanning 21 - 35 V
Maksimale kontinu stroom 200 mA
Minimale stroom 25 μ A
Uitschakelspanning 9 V



4. bizarre diodes

LED, fotodiode, zenerdiode en capaciteitsdiode, dat zijn de onderwerpen die in dit hoofdstuk worden behandeld. Bij iedere diode wordt een karakteristieke toepassing besproken.

Er wordt met nadruk op gewezen dat hiermee niet alle bestaande diodes besproken zijn.

Er bestaat een onvoorstelbaar groot aantal diodes, ieder ontworpen voor een zeer speciale toepassing, maar die toepassingen vallen volledig buiten het kader van dit populaire boekje.

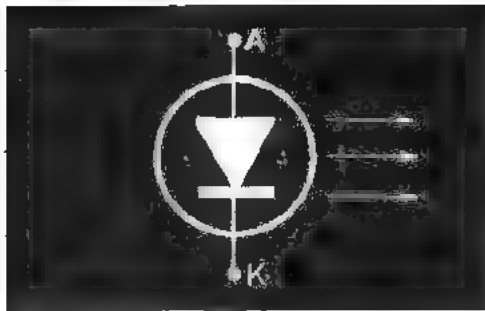
DE LED

Zoals al haast gebruikelijk staat LED ook hier voor een engeltalige afkorting: Light Emitting Diode of licht-emitterende diode. Emitteren betekent uitzenden en men zou deze komponent daarom ook lichtgevende diode kunnen noemen.

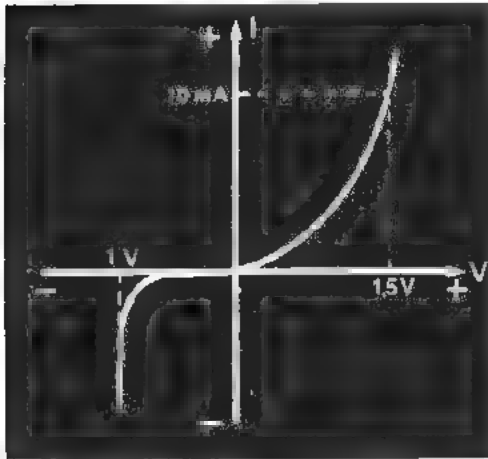
Daarmee is eigenlijk al zo ongeveer verklaard, wat er met deze diode kan gedaan worden. Met de LED, die een vrij recente ontwikkeling van de halfgeleider-industrie is (ongeveer 7 jaar geleden kwam de eerste bruikbare LED in de handel), heeft men de beschikking gekregen over een eenvoudige, echte koudlicht lamp.

Dit betekent, dat er niet eerst een gloeidraad letterlijk gloeiend hoeft te worden gestookt, om een lichtopbrengst te krijgen.

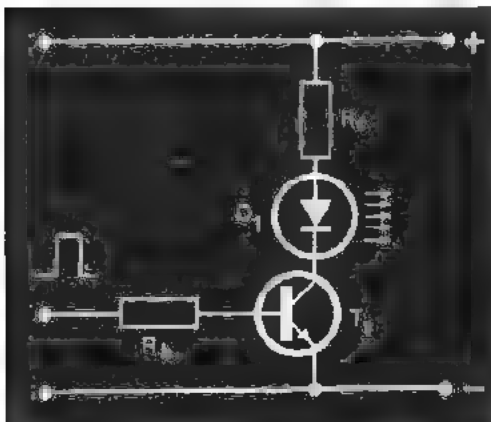
Door de tot nu toe vrij geringe vermogens, die aan een LED mogen worden toegevoerd, is zij vrijwel uit-



Figuur 4.1. Het meest gangbare symbool van een LED, in engelse literatuur ook wel 'so id state lamp' genoemd.



Figuur 4.2. De tipische stroom-spanningskarakteristiek van een LED. Voor de verklaring: zie tekst.



Figuur 4.3. Eenvoudige toepassing van een LED als indicatielampje

sluitend geschikt als indicatielamp. Juist op dit gebied heeft de LED echter de laatste paar jaar een enorme vlucht genomen. Er zullen echter weinig lezers zijn, die nog nooit de warm-rode zeven segments cijferelementen hebben gezien, waarin soms wel 35 LED's zijn samengebracht, om de cijfers 0 tot en met 9 zichtbaar te kunnen maken. Vooral in zakrekenmachines en goedkope digitale horloges vindt men ze veelvuldig.

Het meest gebruikte symbool van de LED is in figuur 4.1 weergegeven. Het bestaat in feite slechts uit het symbool van een gewone diode, voorzien van een cirkeltje en een drietal pijltjes om aan te geven, dat er iets uit de diode komt, namelijk licht.

Een LED is niet opgebouwd uit de tot nu toe meest gebruikte halfgeleiderbouwstoffen germanium of silicium, maar uit het zeer speciale halfgeleidermateriaal gallium-arsenide-fosfide, afgekort tot GaAsP. Er bestaan ook LED's die alleen zijn opgebouwd uit gallium-arsenide (GaAs), maar die kunnen alleen het onzichtbare licht in het infra-rood gebied uitzenden.

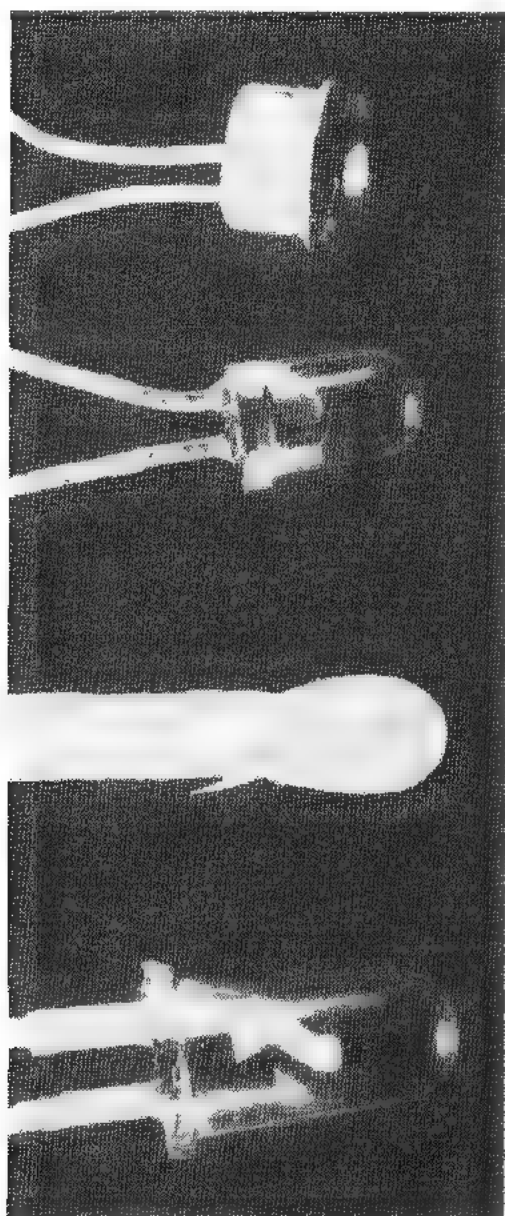
In tegenstelling tot de germanium- en siliciumdioden heeft de GaAsP-diode een relatief hoge drempelspanning in doorlaatrichting. Ter herinnering: de drempelspanning van een diode, is de spanning die over de diode blijft staan, als ze in geleidende toestand is. Uit de karakteristiek van figuur 4.2 kan worden afgelezen, dat deze spanning in de buurt van 1,5 volt ligt bij een diodestroom van ongeveer 10 milli-ampere. Vergeleken met silicium is deze spanning ongeveer 2 maal hoger, en vergeleken met germanium zelfs 4 maal.

Een andere bijzonderheid, die men uit de karakteristiek kan aflezen, is de zeer lage sperspanning van een LED. Al bij 1 volt sperspanning begint de diode door te slaan. Hieruit kan men konkluderen, dat het niet raadzaam is de LED voor gelijkrichtdoeleinden te gebruiken, zij zou binnen de kortste keren een LED-lijk zijn.

In de praktijk zal dit weinig problemen geven, mits men erop let dat de diode niet verkeerd om wordt aangesloten.

PRAKTISCHE TOEPASSINGEN

Een voorbeeld van een praktische toepassing van een LED is in figuur 4.3 gegeven. Een LED zal, zoals uit



Enige types LED's, vergeleken met een lucifer. De meeste lichtgevende diodes zijn ingekapseld in transparant, gekleurd plastic (foto z.o.u.t.)

het voorgaande betoog al duidelijk zal zijn geworden, licht uitzenden, wanneer er stroom in voorwaartse richting doorheen loopt, dus wanneer de stroom komende van de plus pool van de batterij van anode naar katode en dan naar de min pool van de batterij terugstroomt.

Dit gebeurt in figuur 4.3, wanneer transistor T door een positieve puls op de basis wordt opengezet. Zolang de basis positief blijft, staat de transistor open en zal de LED licht uitstralen.

Er blijft echter nog het dimensioneringsprobleem. Om licht uit een LED te krijgen, moet er een stroom van ten minste 5 milli-ampere doorheen gaan. De maximale stroom die een LED kan verwerken is doorgaans 50 milli-ampere. Om een enigszins redelijke lichtopbrengst te verkrijgen zonder te dicht bij de gevaarlijke maximale stroomwaarde te komen, zal een stroom van 20 tot 30 milli-ampere zo ongeveer de optimale zijn. Met deze gegevens in de hand kan een eenvoudige vuistregel worden opgesteld, voor het bepalen van de serie-weerstand R_c .

Deze vuistregel luidt in formule vorm:

$$R_c = \frac{V_{bat} - 1,5}{25}$$

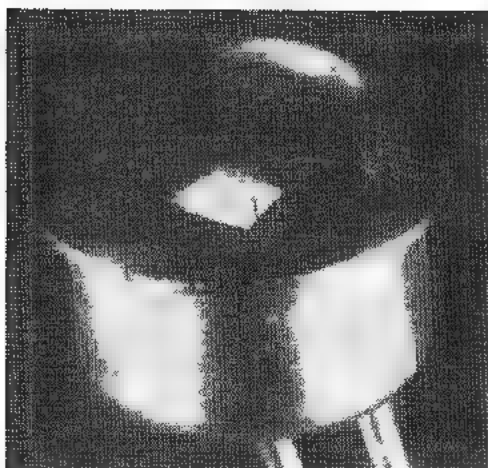
R_c wordt in deze formule uitgedrukt in k-ohm, V_{bat} in volt. Bij een voedingsspanning van 6,5 volt is R_c dus:

$$\frac{6,5 - 1,5}{25} = 0,2 \text{ k-ohm}$$

Voor R_c kiest men in de praktijk een waarde, die zo dicht mogelijk bij 200 ohm ligt, dus 180 of 220 ohm. Een goede onderdelenzaak kan zelfs een weerstand van 200 ohm leveren.

EIGENSCHAPPEN VAN LED'S

LED's hebben een aantal essentiële voordelen boven andere lichtbronnen. De belangrijkste voordelen zijn:
— zeer grote snelheid. Een LED moet namelijk niet eerst opwarmen, vooraleer de maximale lichtopbrengst is bereikt. Dit maakt het mogelijk om door middel van een LED licht te moduleren met relatief hoge frekwentie. Men beschikt hiermee over de moge-



Het interne van een infra-rode LED. Onder het bolle lensje ziet men het kleine halfgeleidertje. (foto z.o.u.t.)



Figuur 4.4. Het symbool van een fotodiode. Let vooral op de richting van de pijltjes

lijkheid, een eigen, draadloos communicatiesysteem te konstrueren, zonder moeilijkheden met de PTT te hoeven verwachten.

- monochromatisch licht. Dit betekent, dat vrijwel uitsluitend licht van een enkele kleur wordt uitgezonden. Door sommigen wordt deze eigenschap als een nadeel ervaren. Plaatst men bijvoorbeeld voor een rode LED een groen filter, dan zal dit filter zo goed als al het uitgezonden licht absorberen, en men ziet niets meer.

LED's zijn tegenwoordig verkrijgbaar in een viertal kleuren: rood, oranje, groen en geel.

- geen of vrijwel geen opwarming en daarmee samenhangend een vrijwel onbeperkte levensduur. Dit is vooral van groot belang bij het gebruik van de LED als indikator, want men verkrijgt hierdoor een uiterst betrouwbare indicatie.

Een nadeel van de LED is de konstante brandspanning. In tegenstelling tot een gloeilamp kan een LED niet voor een grote verscheidenheid van brandspanningen worden gefabriceerd. De brandspanning is en blijft onveranderlijk circa 1,5 volt. Vooral bij hogere voedingsspanningen (10 volt en meer) kan dit aanleiding geven tot problemen, omdat men dan een relatief hoge serieweerstand dient te gebruiken, die dan nogal warm kan worden.

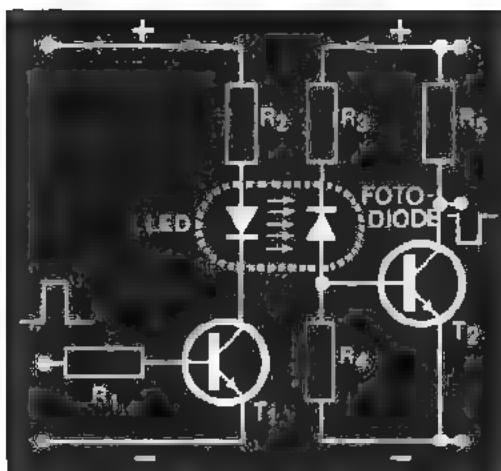
De prijs van een LED kan tegenwoordig geen argument meer zijn tegen het gebruik van dit nuttige onderdeel. Over het algemeen moet men rekenen op 2 gulden of zelfs minder per stuk, terwijl een complete zeven-segments cijferindikator al voor minder dan 7 gulden te krijgen is.

DE FOTODIODE

De tweede bijzondere diode, die aan de orde komt, is de fotodiode. Zij is kwa werking de tegenhanger van de LED. Dit kan al worden opgemaakt uit het symbool van figuur 4.4. Het enige verschil met het LED-symbool bestaat uit de richting van de pijltjes. In plaats van naar buiten wijzen zij naar binnen. De fotodiode heeft dus licht nodig, om zijn taak naar behoren te kunnen vervullen.

In tegenstelling tot de LED, die uitsluitend in doorlaat werkt, moet de fotodiode in sperrichting worden aangesloten, om de juiste werking te verkrijgen.

De fotodiode werkt namelijk volgens het principe, dat



Figuur 4.5. Toepassing van zowel een LED als een fotodiode in een schakeling. De beide diodes vormen samen de opto koppelaar.



LED's voor indicatie-toepassingen zijn er tot nu toe in de kleuren rood, groen, geel en oranje. (foto Philips)

normaal niet gewenst is bij een diode, namelijk de toename van de lekstroom in de sperrichting. Deze toename is, binnen zekere grenzen, recht evenredig met de op de diode vallende hoeveelheid licht. In absolute duisternis is de sperweerstand, net zoals bij een gewone diode, zeer hoog. Hoe meer licht via het ingebouwde lensje op de diode valt, hoe lager deze weerstand wordt.

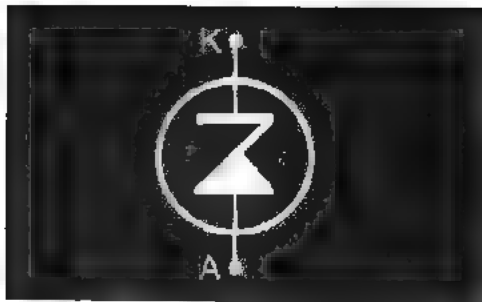
Deze gunstige eigenschap wordt gebruikt bij de zogenaamde optokoppelaars. Hierbij wordt een signaal van de ene schakeling overgebracht naar een andere, zonder dat er een galvanische (een draad-) verbinding bestaat tussen de schakelingen. Een voorbeeld hiervan is gegeven in figuur 4.5, waarin een LED en een fotodiode zijn opgenomen, die optisch met elkaar gekoppeld zijn. Dat wil zeggen, dat zij samen in een lichtdicht huisje zijn ondergebracht en wel zodanig, dat het licht van de LED wel de fotodiode kan bereiken maar het omgevingslicht niet. In figuur 4.5 is dit aangegeven met stippellijntjes rond de beide diodes.

De werking van de schakeling uit figuur 4.5 is uiterst eenvoudig. Een positieve puls op de basis van transistor T1 zal deze halfgeleider opsturen, waardoor er een stroom door de LED gaat lopen. Deze diode zal dus licht uitzenden naar de fotodiode die, normaliter gesperd, nu zal gaan geleiden. Het gevolg is dat de transistor T2 basisstroom toegevoerd krijgt en gaat geleiden. De spanning op de kollektor van deze halfgeleider gaat nul worden. De uitgang van de schakeling levert zodoende een puls, die ten opzichte van de ingangspuls omgedraaid is. Dit alles gebeurt, zonder dat er een elektrische verbinding bestaat tussen beide delen van de schakeling.

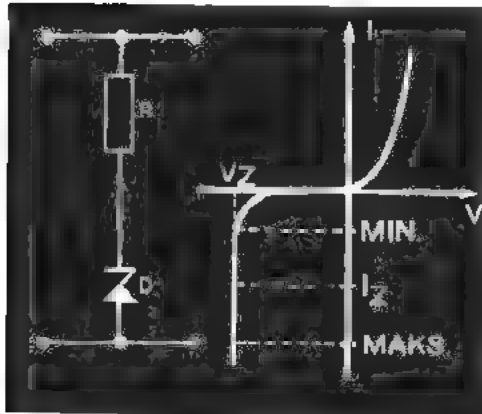
Veelal wordt dit soort koppelingen gebruikt in die schakelingen, waar een deel van het schema recht streeks met de netspanning verbonden is. Het deel van de schakeling, waarin de bedieningsorganen zijn opgenomen, kan zodoende van het lichtnet gescheiden blijven.

DE ZENERDIODE

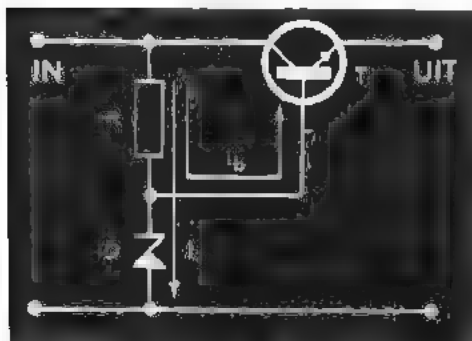
Een zenerdiode is uiteraard de bekendste van de 'speciale' diodes en men zou dus kunnen denken, dat er niet veel over te vertellen valt, dat al niet bekend is. Toch zijn er enige praktische handigheidjes te verkondigen, die het werken met zenerdiodes kunnen veraangenamen.



Figuur 4.6. Het symbool van de zenerdiode, opgebouwd uit het samenvoegen van de letter Z en het normale diodesymbool.



Figuur 4.7. In deze grafiek wordt het verband gegeven tussen spanning over en stroom door de diode, als deze in serie met een weerstand wordt aangesloten op een variabele spanningsbron.



Figuur 4.8. Een eenvoudige spanningsstabilisator is opgebouwd uit een zenerdiode en een emittervolger.

Zo'n zenerdiode, waarvan het symbool in figuur 4.6 getekend is, werkt, net zoals de fotodiode, in sperrichting. In het eerste deel van dit boekje is al iets gezegd over de maximale sperspanning, die een diode kan verdragen. Als men een hogere spanning dan deze sperspanning in sperrichting over de diode zet, dan slaat ze door. Dit wil zeggen, dat de stroom door de diode dan zo groot wordt, dat de halfgeleider vernield wordt.

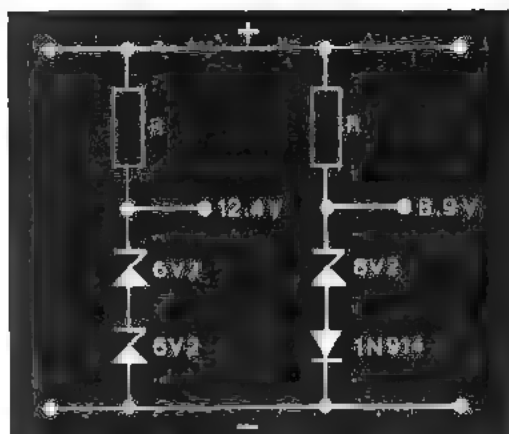
Zenerdiodes werken volgens dit principe: men laat de diode dus moedwillig doorslaan. De stroom door het element wordt begrensd door middel van een voor-schakelweerstand. De diode is nu zo gekonstrueerd, dat de sperspanning over het onderdeel zeer konstant blijft.

Deze spanning, die men de zenerspanning noemt, is dus zo goed als onafhankelijk van de stroom, die door de halfgeleider vloeit. Dit is in de grafiek van figuur 4.7 voorgesteld door de verticale lijn.

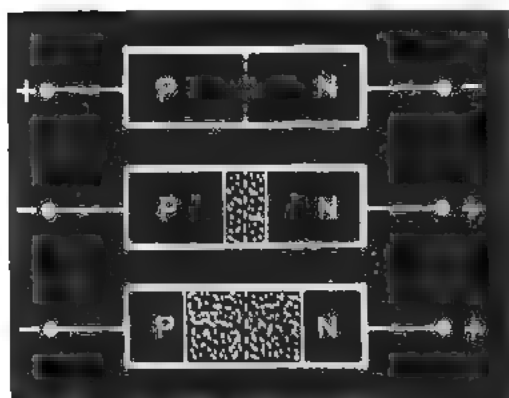
Men doet er, bij het praktische gebruik van een zenerdiode, goed aan de stroom door het element zo te berekenen, dat hij eksakt tussen beide in de grafiek aangegeven grenzen ligt.

In principe is de schakeling van figuur 4.7 dus al te gebruiken als spanningsstabilisator. Deze schakeling heeft uiteraard enige beperkingen. Zo zal, als de op de zenerdiode aangesloten verbruiksschakeling een variërende stroom trekt, het kunnen gebeuren dat de diode daardoor soms uit het lineaire gedeelte van de karakteristiek komt, en de spanning niet meer konstant blijft.

Een veel betere schakeling is in figuur 4.8 getekend. Tussen de zenerdiode en de uitgang is een transistor opgenomen, geschakeld als emittervolger. Deze opstelling heeft als voornaamste eigenschap, dat de spanning op de emitter gelijk is aan de basisspanning, verminderd met 0,7 volt. Als we dus een zenerdiode van 8,2 volt gebruiken, dan zal de uitgangsspanning ongeveer 7,5 volt bedragen. Het grote voordeel van deze schakeling is, dat de variatie in de belastingsstroom nauwelijks doordringt naar de diodekring. De transistor zorgt er immers voor, dat variaties terug te vinden zijn, gedeeld door de stroomversterking van de halfgeleider. Als men er bovendien, door een geschikte keuze van de weerstand R, voor zorgt dat de zenerstroom tien keer groter is dan de basisstroom, dan zal



Figuur 4.9. Stoeien met zenerdiodes. Door serieschakelingen kan iedere gewenste spanning verkregen worden. Parallel schakelen van zenerdiodes is echter ten strengste verboden.



Figuur 4.10. De fysische opbouw van een diode

De algemene eigenschap van iedere diode, namelijk dat ze stroom doorlaat in slechts een richting, wordt verklaard door de vorming van een sperrag.

de zenerdiode niets merken van de belastingsstroom variaties.

Een punt, dat zeker niet onbesproken mag blijven, is de nare eigenschap van zenerdiodes, dat de zenerspanning, die we zo graag konstant willen zien, sterk afhankelijk is van de omgevingstemperatuur. Bij sommige types zal de zenerspanning toenemen, als de omgevingstemperatuur stijgt (zogenaamde positieve temperatuurscoefficient), bij andere zal ze afnemen onder dezelfde omstandigheden (negatieve temperatuurscoefficient).

Zo komt er natuurlijk weinig terecht van het doel, waarnaar we streven, namelijk het opwekken van een konstante spanning!

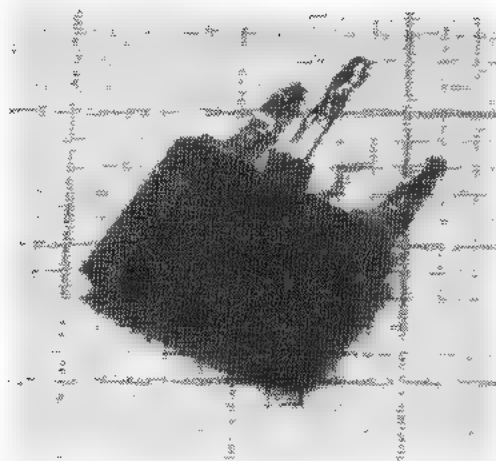
Gelukkig heeft men ontdekt dat een zenerdiode van 6,2 volt, waardoor een stroom van enige milli-ampere loopt (dit voor een 400 milliwatt type) zo goed als niet afhankelijk is van de temperatuur.

Tot slot van deze paragraaf nog twee praktische tips. Zenerdiodes kunnen in serie geschakeld worden, waarbij de totale zenerspanning dan gelijk wordt aan de som van de zenerspanningen. Ten tweede: moet u ergens in een schema een zenerdiode van 9 volt gebruiken, en heeft u een 8,2 volt type in voorraad, wel dan schakel je gewoon een ordinaire siliciumdiode in doorlaatrichting in serie met die zener. Over de geleidende diode valt 0,7 volt drempelspanning, en 0,7 volt plus 8,2 volt is gelijk aan 8,9 volt!

DE KAPACITEITSDIODE

De capaciteitsdiode is, alweer, een diode die in sperrichting werkt. Alleen is deze halfgeleider zo ontworpen, dat hij niet dadelijk doorslaat, maar zich netjes als een isolator blijft gedragen. Om er achter te komen, wat er speciaal is aan een dergelijke diode, moeten we even terug naar de fysische opbouw van een diode.

Een diode kan men zich opgebouwd denken uit twee verschillende soorten materiaal: zogenaamd P-materiaal en N-materiaal. Deze twee grondstoffen zijn aan elkaar gekoppeld. Als de P-laag met een positieve en de N-laag met een negatieve klem van een voeding verbonden worden, dan kan er ongehinderd stroom lopen door de junktie (want zo heet deze P N combinatie). De diode is dus in voorwaartse richting aangesloten.



Een normale uitvoering van een dubbele varicap die wordt gebruikt voor het afstemmen van FM tuners. (foto z.o.u.t.)



Figuur 4.11. Het symbool van een capaciteitsdiode (ook wel varicap genoemd) laat niets te wensen over wat betreft de functie van het onderdeel



Als echter de voedingsklemmen worden omgepoold, dan blijkt dat er op de grens tussen de beide lagen een uiterst dun isolerend laagje gevormd wordt. De diode spert. Het vreemde is nu, dat de dikte van dit isolerend laagje toeneemt, als de spanning over de diode verhoogd wordt.

Uit dit verschijnsel kan de werking van een capaciteitsdiode verklaard worden. Een condensator (ook capaciteit genoemd) is namelijk eveneens opgebouwd uit twee geleiders, die door een niet geleidende laag gescheiden zijn. De waarde van de condensator wordt bepaald door de oppervlaktes van de geleidende maar ook door de dikte van de sperrende laag.

Het is dus duidelijk: een capaciteits diode is bruikbaar als condensator, maar bovendien is de waarde van die condensator afhankelijk van de spanning die over de diode staat. En dat is nou erg leuk, want condensatoren, waarvan de waarde afhankelijk is van een spanning, zijn erg nuttig!

In figuur 4.11 is het symbool van een capaciteitsdiode getekend. De dubbele katodestreep wijst op het capaciteitsgedrag van het element.

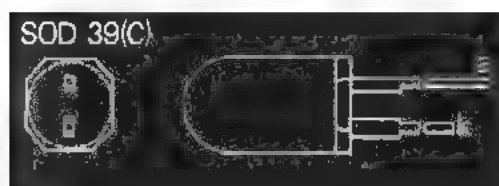
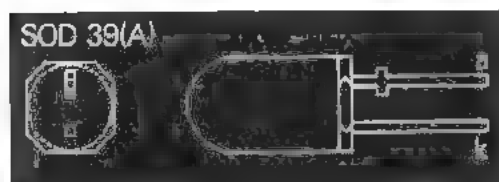
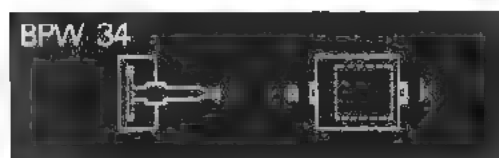
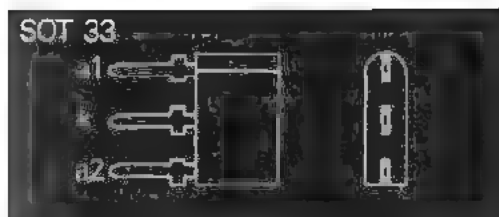
Wat kan men ermee doen? Heel veel. Als men bijvoorbeeld zo'n diode parallel schakelt aan de condensator in een oscillator, dan kan men de frekwentie van die oscillator wijzigen door de spanning over de capaciteitsdiode te veranderen.

Dit principe wordt toegepast in vrijwel alle moderne televisietoestellen en FM-tuners, waar de afstemming niet meer gebeurt door aan een of ander groot wiel te zwingelen, maar door gewoon een knopje in te drukken.

technische gegevens:

BA 102

Soort halfgeleider	varicap diode
Behuizing	DO-7
Maksimale sperspanning	20 V
Kapaciteits bereik	20 tot 45 pF
Lekstroom	75 nA



BB 103

Soort halfgeleider varicap diode
 Behuizing DO-7
 Maximale sperspanning 30 V
 Kapaciteits bereik 11 tot 33 pF
 Lekstroom 50 nA

BB 104

Soort halfgeleider dubbe e varicap diode
 Behuizing SOT-33
 Maximale sperspanning 30 V
 Kapaciteits bereik 14 tot 39 pF
 Lekstroom 50 nA

BP 101

Soort halfgeleider foto transistor
 Behuizing TO-18(A)
 Spektrale gevoeligheid 800 nm (infra-rood)
 Maximale kollektor-emitter spanning 32 V
 Maximale kontinu kollektor stroom 25 mA
 Donkerstroom 100 nA
 Maximale vermogen 200 mW

BPW 34

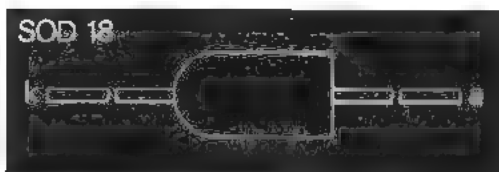
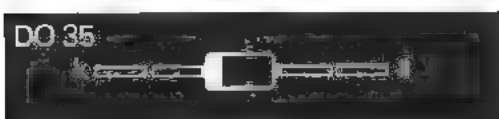
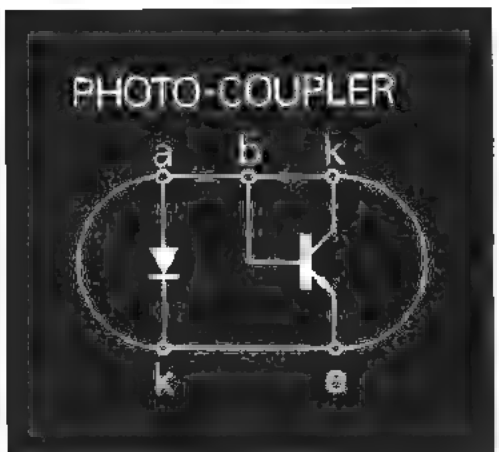
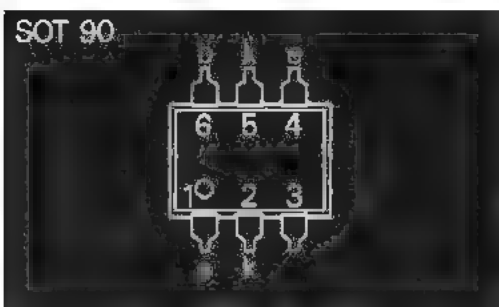
Soort halfgeleider foto diode
 Behuizing zie tekening
 Spektrale gevoeligheid 800 nm (infra-rood)
 Maximale sperspanning 32 V
 Maximale stroom 5 mA
 Donkerstroom 30 μ A
 Maximale vermogen 150 mW

CQY 24

Soort halfgeleider LED
 Behuizing SOD-39(A)
 Spektrale gevoeligheid 650 nm (oranje-rood)
 Maximale kontinu stroom 50 mA
 Maximale inverse spanning 3 V
 Maximale vermogen 100 mW

CQY 54

Soort halfgeleider LED
 Behuizing SOD-53(A)
 Spektrale gevoeligheid 650 nm (oranje-rood)
 Maximale kontinu stroom 50 mA
 Maximale inverse spanning 3 V
 Maximale vermogen 100 mW



CQY 94

Soort halfgeleider LED
 Behuizing SOD 39(C)
 Spektrale gevoeligheid 550 nm (groen)
 Maximale kontinu stroom 20 mA
 Maximale inverse spanning 3 V
 Maximale vermogen 60 mW

LD 241

Soort halfgeleider LED
 Behuizing SOT-70
 Spektrale gevoeligheid 900 nm (infra-rood)
 Maximale kontinu stroom 230 mA
 Maximale inverse spanning 3 V
 Maximale vermogen 100 mW

TIL 31

Soort halfgeleider LED
 Behuizing TO-18(B)
 Spektrale gevoeligheid 940 nm (infra-rood)
 Maximale kontinu stroom 200 mA
 Maximale inverse spanning 2 V
 Maximale vermogen 250 mW

TIL 81

Soort halfgeleider foto transistor
 Behuizing TO-18(A)
 Spektrale gevoeligheid 940 nm (infra-rood)
 Maximale kollektor-emitter spanning 30 V
 Maximale kontinu kollektor stroom 50 mA
 Donkerstroom 170 μ A
 Maximale vermogen 250 mW

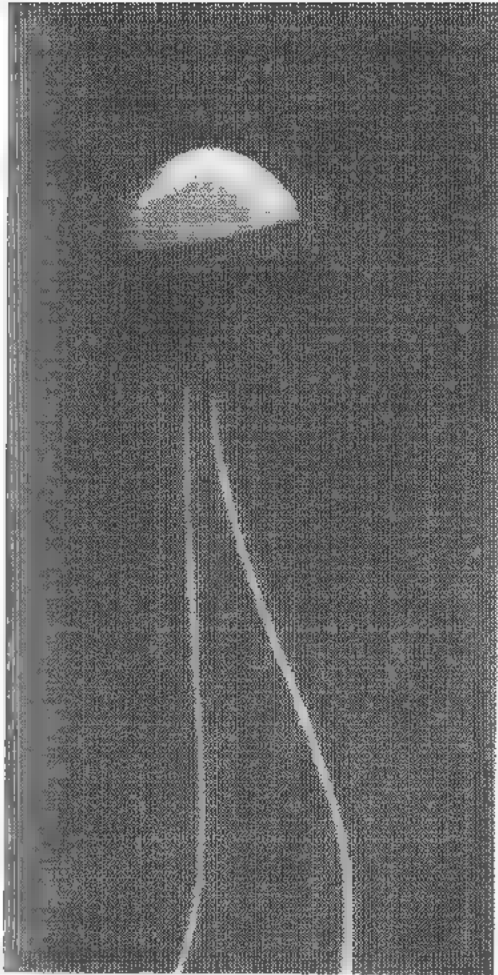
TIL 112

Soort halfgeleider photo-coupler
 Behuizing SOT-90
 Maximale diode stroom 60 mA
 Maximale kollektor-emitter spanning 20 V
 Maximale kontinu kollektor stroom 20 mA
 Signaal overdracht 30 %
 Isolatie spanning 1500 V

ZENERDIODES

Zenerdiodes zijn in verschillende uitvoeringen op de markt, echter allen met gelijkaardige karakteristieken. De standaard behuizingen voor de gebruikelijke 400 mW, 1,3 W en 2,5 W types zijn onderstaand gegeven.

Behuizing 400 mW type DO-35
 Behuizing 1,3 W type SOD-22
 Behuizing 2,5 W type SOD-18



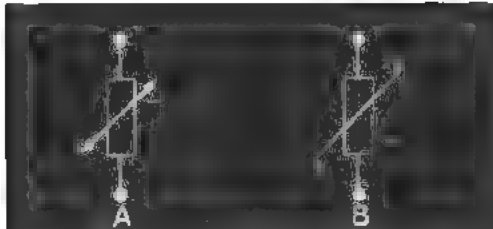
5. bizarre weerstand standen

Evenals bij de dioden is ook bij de bizarre weerstanden een lange reeks typen verkrijgbaar. Er geldt dan ook hier, dat alleen de meest bekende op deze plaats voor een nadere toelichting in aanmerking kunnen komen, enerzijds om het overzicht erin te houden, anderzijds omdat de meesten door een gewone amateur nauwelijks of niet zullen worden toegepast. De weerstanden, die wel aan bod komen zijn achtereenvolgens de NTC, de PTC-, de LDR- en de magneetveld afhankelijke weerstand.

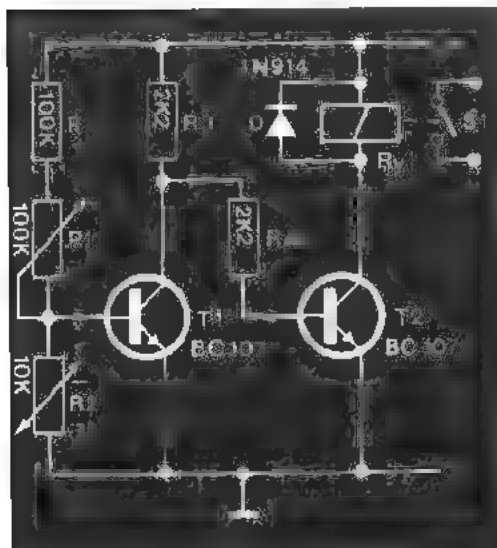
DE NTC-WEERSTAND

NTC betekent: Negatieve Temperatuur Coefficient. Dat betekent, dat de weerstandswaarde van een NTC met de temperatuur varieert, en wel zodanig, dat een verhoging van de temperatuur een verlaging van de weerstandswaarde tot gevolg zal hebben.

NTC's zijn in feite niet-lineaire weerstanden, dat wil dus zeggen, dat de weerstand niet evenredig met de temperatuur varieert. Ieder type NTC echter heeft een bij benadering lineair gebied in zijn karakteristiek, en van dat gebied wordt doorgaans gebruik gemaakt. Dit lineaire gebied bedraagt, weer afhankelijk van het type, ongeveer 60 tot 100°C. Voor de normaal gangbare typen, die iedere onderdelenzaak wel in zijn programma heeft, ligt dit temperatuurgebied tussen ca. -20 en +80°C. In dit gebied geldt een weerstandsvariatie van 3% (voor de laagohmige) tot 6% (voor de hoogohmige) per graad Celcius.



Figuur 5.1. Twee symbolen voor de NTC, die vooral in het duitse taalgebied gangbaar zijn.



Figuur 5.2. Een schakeling voor het bewaken of het regelen van de temperatuur met een NTC-weerstand.

De weerstandswaarde, die men bij aankoop op de NTC afgedrukt vindt, geldt bij een temperatuur van 25°C , hoewel sommige fabrikanten de waarde ook wel bij 20 graden specificeren.

Over het symbool van de NTC's bestaat internationaal gezien weinig normalisatie. Figuur 5.1 toont er een tweetal van, die vooral in de duitse literatuur vaker terug te vinden zijn.

De werking van de NTC, die vaak uit een speciaal soort ijzeroxide is opgebouwd, berust op het losmaken van elektronen uit het weerstandsmateriaal, zodanig dat een hogere temperatuur meer vrije elektronen tot gevolg heeft en dus ook een lagere weerstand.

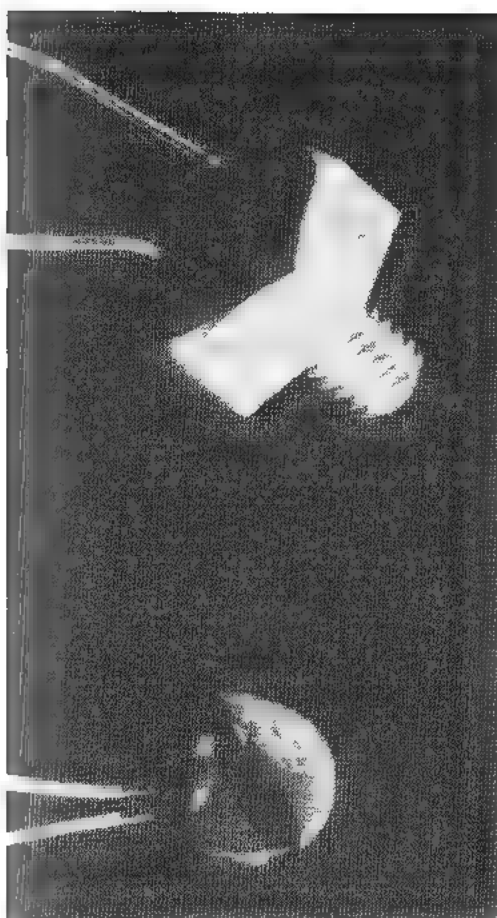
TOEPASSING VAN EEN NTC

Door het temperatuurgevoelige karakter van de NTC zal zijn toepassing ook vrijwel uitsluitend in temperatuurbewakings- of regelschakelingen liggen. Een eenvoudig voorbeeld van een dergelijke schakeling is in figuur 5.2 getekend. Deze schakeling zal bij het overschrijden van een bepaalde temperatuur via het relais in de kollektorleiding van T2 een kontakt bedienen, waarmee bijvoorbeeld een alarmsignaal kan worden ingeschakeld.

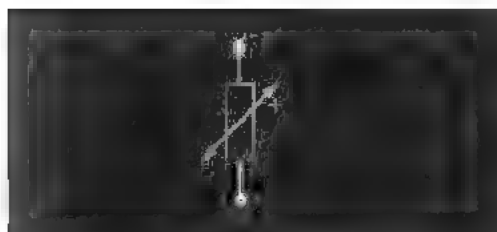
De werking kan als volgt verklaard worden: stel dat transistor T1 open is. De spanning aan de kollektor van deze transistor is nu gelijk aan nul volt, T2 is dan gesloten (of gesperd) omdat diens basis en emitter via R4 praktisch gesproken zijn kortgesloten. Het relais is niet aangetrokken en kontakt S dus open.

Bij stijgende temperatuur neemt de waarde van de NTC-weerstand R2 af (negatieve temperatuurcoëfficiënt), terwijl de waarden van R1 en P gelijk blijven. Tengevolge daarvan zal de basisspanning van T1 ook afnemen en bij het overschrijden van een bepaalde temperatuur zal T1 gesperd zijn. De rollen zijn nu omgekeerd, want als T1 gesperd is, gaat T2 open, omdat diens basis en emitter via R4 en R3 praktisch aan de plus ligt. De geopende T2 legt de onderkant van het relais aan de min, er staat dus de volle voedingsspanning over de relaisspoel. Het relais trekt aan en het kontakt S sluit.

Met behulp van potmeter P kan de temperatuur waarbij het relais inschakelt, worden ingesteld. Weerstand R1 verhindert daarbij, dat de basis-emitterdiode van T1 rechtstreeks tussen de plus en de min van de voe-



Twee uitvoeringen van NTC's. De bovenste kan door middel van een schroef op een metalen plaat bevestigd worden, zodat de warmte overdracht dan maximaal is (foto z.o.u.t.)



Figuur 5.3. Het meest gebruikte symbool voor een PTC. Let op de sterke overeenkomst met het NTC-symbool. Het enige verschil is het plusteken.

dingsspanning kan komen te staan, met alle schadelijke gevolgen van dien voor T1. De diode D heeft eveneens een uiterst belangrijke functie, namelijk het beschermen van T2 tegen te hoge spanningspieken, die vooral kunnen optreden, als het relais afvalt. Iedere ontwerper van elektronische schakelingen zal zo'n diode altijd over een relais aanbrengen, min of meer als standaardmaatregel.

Over de schakeling kan nog worden opgemerkt, dat de nauwkeurigheid niet bijzonder groot is. Bovendien is de hysteresis (dat is het verschil in temperatuur tussen het in- en uitschakelpunt) vrij groot. De bedoeling was hier echter, om de werking van een NTC duidelijk te maken en niet om een perfecte schakeling te beschrijven. Wel kan worden gezegd, dat met een aantal kunstgrepen de nauwkeurigheid bijzonder hoog kan worden opgevoerd.

DE PTC-WEERSTAND

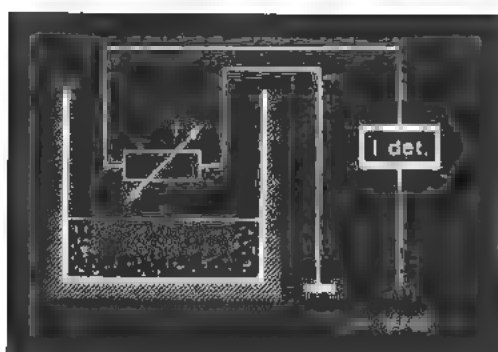
Een broertje van de NTC-weerstand zou men de PTC weerstand kunnen noemen. De afkorting staat voor positieve temperatuur-coëfficiënt. Het verschil met de NTC bestaat dan ook alleen maar in het feit, dat een toenemende temperatuur ook een toenemende weerstand van de PTC tot gevolg zal hebben.

De PTC is samengesteld uit een halfgeleidend materiaal, dat doorgaans bestaat uit een titaniumverbinding. De eigenlijke werking is erg gekompliceerd, zij hangt onder andere samen met sperpotentialen in halfgeleiders. Een gedetailleerde verklaring zou niet alleen veel te ver gaan, maar bovendien niet ter zake doen, want alleen het feit, dat er een bepaalde temperatuurafhankelijkheid bestaat, is voor de ontwerper en de toepasser van belang. Toch geldt ook voor de PTC, die een niet lineaire weerstand is, dat er maar een bepaald temperatuurgebied is, waarin hij bruikbaar is. Dit gebied hangt af van de samenstelling en de constructie van de PTC. Het bruikbare gebied heeft een omvang van ongeveer 100°C.

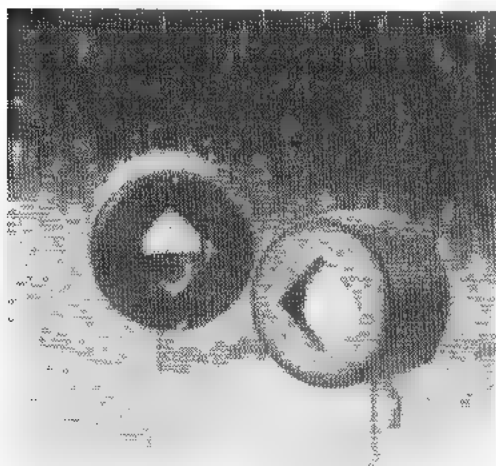
Het symbool van een PTC is in figuur 5.3 gegeven. Het minteken uit het symbool voor de NTC is hier vervangen door een plusteken.

TOEPASSING

Wat betreft het toepassingsgebied van de PTC geldt hetzelfde als bij de NTC. De PTC is eveneens zeer



Figuur 5.4. Principeschakeling voor een vloeistofniveaubewaker met een PTC-weerstand.



De PTC combinatie T 223 van Siemens wordt gebruikt voor het demagnetiseren van kleuren-TV beeldbuizen. Bij het aanschakelen van het toestel is de weerstand koud en een grote stroom vloeit door de demagnetisatie-spoel. Als de PTC op warmt zakt de stroom tot nagenoeg nul, zonder ekstra weerstand. (foto Siemens)

geschikt in schakelingen, waarbij temperaturen moeten worden bewaakt.

Zou men bijvoorbeeld een PTC willen toepassen in de schakeling van figuur 5.2, dan kan men, om hetzelfde effect te bereiken, twee dingen doen. In de eerste plaats zou men de PTC op de plaats van R1 en P kunnen zetten, waarbij R1 en P dan de plaats van R2 innemen. Een eenvoudigere en elegantere oplossing is echter, om een relais met een verbreek-kontakt in plaats van een maakcontact te gebruiken.

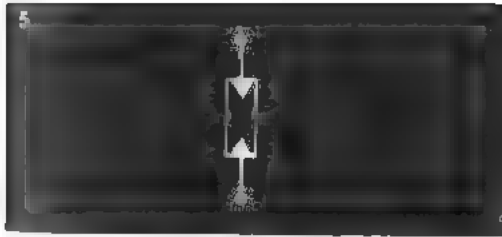
Een erg interessante toepassing van de PTC ligt echter in het vlak van de niveaubewaking van vloeistoffen. Op het eerste gezicht klinkt dit erg onwaarschijnlijk, maar aan de hand van het principeschema uit figuur 5.4 zal worden geprobeerd, om dit duidelijk te maken. In dit schema is een PTC-weerstand aangesloten op een stabiele referentiespanning. In serie met de PTC is een stroomdetektor opgenomen. Bevindt de PTC zich in een 'luchtige' omgeving en laat men er een relatief grote stroom doorheen lopen, dan warmt de PTC zich op. Met het opwarmen zal ook de weerstand toenemen. Er stelt zich tussen de stroom door de PTC en diens temperatuur een stabiel evenwicht in. De stroom is relatief laag door de vrij hoge weerstand van de PTC.

Stijgt het te bewaken vloeistofniveau zo ver, dat de PTC ondergedompeld is, dan kan de PTC zich niet meer opwarmen, omdat alle ontstane warmte vrijwel onmiddellijk aan de vloeistof wordt afgegeven, want een vloeistof heeft zoals bekend nu eenmaal betere koelende eigenschappen dan lucht. Omdat de weerstand laag wordt en de referentiespanning konstant, vloeit er nu een veel grotere stroom door de PTC (Wet van OHM).

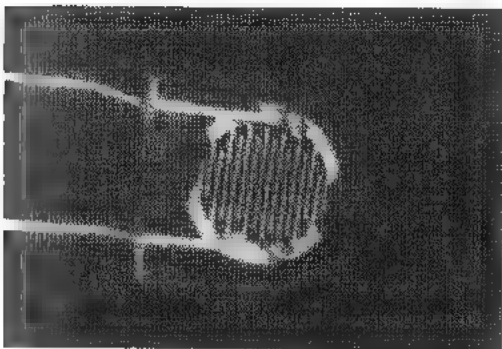
De stroomdetektor bekijkt of er een grote of een kleine stroom vloeit en zal afhankelijk van de toestand een waarschuwingssignaal geven of een elektrisch bediende klep sluiten. Omdat een PTC een relatief grote temperatuurcoëfficiënt heeft, kan het verschil in stroom tussen de beide toestanden wel een faktor 10 zijn, onder meer afhankelijk van de soort vloeistof, waarvan het niveau bewaakt dient te worden.

DE LDR

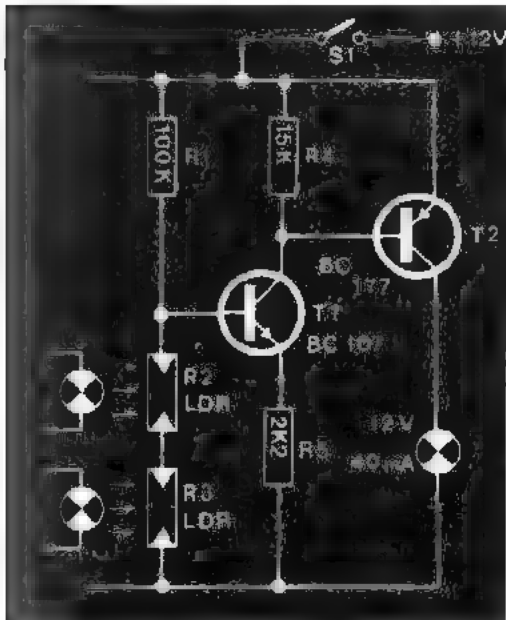
Een weerstand van een geheel ander soort is de LDR,



Figuur 5.5. Hier is het algemeen gangbare symbool van een LDR getekend.



De meest bekende uitvoering van een LDR type LDR 05 (foto z.o.u.t.)



Figuur 5.6. Eenvoudige schakeling, waarmee de automobilist zijn achterlichten kan controleren.

de afkorting voor Light Dependant Resistor of, in goed nederlands licht-afhankelijke weerstand.

Het symbool ervan is in figuur 5.5 gegeven.

LDR's zijn doorgaans samengesteld uit cadmium-selenide of uit cadmium-sulfide, waarbij de laatstgenoemde verbinding het meest wordt toegepast, omdat dit materiaal zijn maximale gevoeligheid heeft voor de kleur, waarbij ook het menselijk oog zijn maximale gevoeligheid heeft, namelijk geel-groen.

De LDR is een vrij veelvuldig toegepaste component en veel lezers zullen er wel eens een gezien hebben. Voor diegenen, aan wie deze eer nog niet te beurt is gevallen, is elders in dit verhaal een foto afgedrukt.

De weerstandsvariatie van een LDR kan bijzonder groot zijn met het veranderen van de verlichtingssterkte. Zo ligt de weerstand in volslagen duisternis ergens tussen de 1 en de 100 Megaohm. Bij een verlichtingssterkte van 1000 lux, een normale lichtsterkte bij daglicht, ligt de weerstandswaarde bij 1 kohm of zelfs nog lager.

Deze grote weerstandsvariatie en het vrij lineaire verloop van de weerstand met veranderende lichtomstandigheden openen een vrij groot toepassingsgebied. Zo vindt men de LDR vaak terug in belichtingsmeters voor fotografische toepassing. De LDR is in de fototechniek erg bekend onder de aanduiding 'CdS-weerstand'. Dat is de afkorting voor cadmium-sulfide.

DE LDR IN DE AUTO

Een leuke toepassing van een LDR in de auto is getekend in figuur 5.6. De schakeling dient voor het bewaken van achterlichten. Met behulp van schakelaar S wordt de schakeling gelijktijdig met de verlichting ingeschakeld. Op het zelfde moment gaan de beide achterlampen ook aan. De beide in serie geschakelde LDR's, die zodanig in de auto zijn gemonteerd, dat ze elk het licht van een achterlamp opvangen, hebben dan een lage weerstand van samen minder dan 2 kohm. De LDR's vormen samen met R1 een spanningdeler, waarvan de middenaftakking met de basis van T1 is verbonden. De stroom door de 100 kohm van R1 kan, als alles in orde is, gemakkelijk via de beide LDR's afvloeien.

Zodra een van de beide achterlichten de geest geeft, zal de respektievelijke LDR een hoge weerstandswaarde aannemen. De stroom door R1 kan nu niet

meer afvloeien door de serieschakeling van R2 en R3, maar alleen via de basis van T1. Deze transistor gaat nu open en omdat zijn kollektorstroom uit de basis van T2 geleverd wordt, zal deze transistor eveneens open gaan. In de kollektorleiding van T2 is een controlelampje opgenomen, dat nu ook zal gaan branden.

Het zal geen toelichting behoeven, dat dit lampje op een voor de bestuurder van de auto zichtbare plaats dient te worden gemonteerd.

DE MDR

De MDR of magneetveld-afhankelijke weerstand is een vrij nieuw type weerstand, die zijn waarde kan variëren bij het aanleggen van een magnetisch veld. Bij afwezigheid van een magnetisch veld is de weerstand laag, aanleggen van een magnetisch veld heeft een weerstandstoename tot gevolg.

DE WERKING

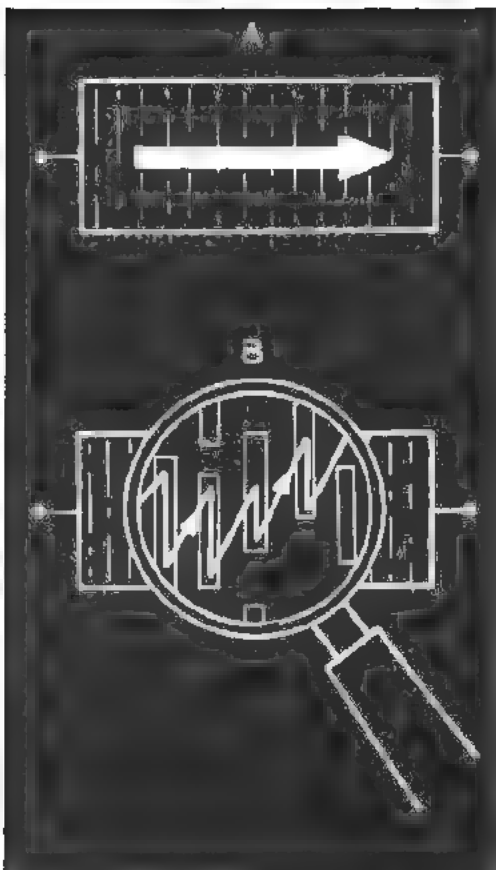
De werking van de MDR kan worden verklaard aan de hand van de beide figuren 5.7a en b. In figuur 5.7a is schematisch de opbouw weergegeven.

De MDR bestaat uit een blokje halfgeleidend indium-antimonide met daarin op korte afstand van elkaar verticale staafjes nikkel-antimonide, een goed geleidend metaal. Legt men in een magneetveld-vrije omgeving een spanning aan over de weerstand dan kan er een stroom gaan vloeien in de richting van de pijl.

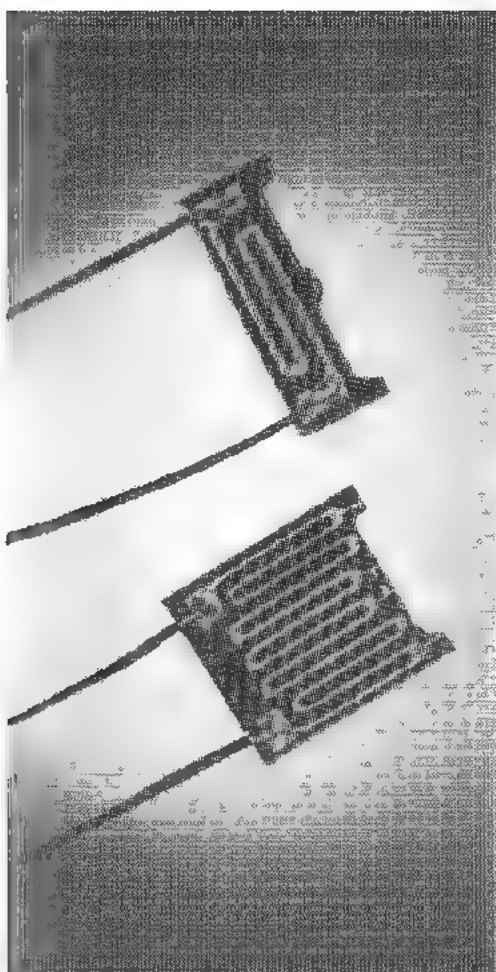
De stroom kan de kortste weg van staafje naar staafje nemen, resulterend in een lage totale weerstand.

Legt men nu over de MDR een magneetveld aan, dan kan de stroom niet meer rechtstreeks door het halfgeleidermateriaal lopen, omdat de elektronen door het magnetisch veld worden afgebogen. Er ontstaat dan een stroomloop, zoals die in figuur 5.7b is weergegeven. De stroom maakt in feite een grote slalom door het materiaal, waardoor de weglengte sterk kan toenemen.

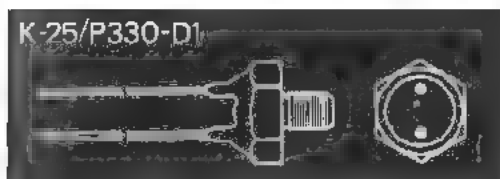
Doorgaans is de toename van de weglengte, en dus ook de weerstandstoename, een faktor 10, natuurlijk afhankelijk van de sterkte van het magnetisch veld. Een weerstand van normaal zo'n 100 ohm wordt dan ca. 1 kohm.



Figuur 5.7. Deze en de figuren proberen de werking van de MDR te verduidelijken.



Vergrote foto's van MDR's. De elementen zijn slechts enige mm groot, ideaal dus voor inbouw. (foto Siemens)



TOEPASSING

De MDR wordt onder meer toegepast bij kontaktloze toetsenborden van kwalitatief goede elektronische rekenapparatuur. Bij het indrukken van een toets beweegt men een vaste magneet met kleine afmetingen in de richting van de MDR. Een soortgelijke elektronische schakeling als bij de NTC werd beschreven, zet de weerstandsverandering om in een elektrische impuls, die geschikt is voor de sturing van de rekenelektronika.

Een andere toepassing is het kontaktloze meten van toerentallen. Voor dit doel bevestigt men op een draaiende as een permanent magneetje, dat telkens voorbij de MDR draait. De frekwentie van de weerstandsveranderingen in de MDR is een maat voor het toerental van de as.

technische gegevens:

FP 17-D 500-E

Soort weerstand	MDR
Behuizing	zie figuur
Basis weerstand	500 ohm
Maksimale weerstands variatie	1/15
Maksimale spanning	100 V

K-25

Soort weerstand	NTC
Behuizing	zie figuur
Weerstand bij 20 ° C:	
bruin: 10 ohm - zwart: 25 ohm - grijs: 60 ohm	
geel: 150 ohm - groen: 240 ohm - paars: 1000 ohm.	
Temperatuurs coëfficiënt	3 a 4,6 %/graad
Maksimale temperatuur	+75 ° C



K 154

Soort weerstand NTC

Behuizing zie figuur

Weerstand bij 20 ° C in ohm:

4 - 10 - 20 - 40 - 100 - 150 - 250 - 500 - 1k - 2k - 5k

10k - 25k - 60k (standaard kleuren kode)

Temperatuurs koëfficiënt 3 a 5,4 %/graad

Maksimale temperatuur +100 ° C

LDR-03

Soort weerstand LDR

Behuizing zie figuur

Donker weerstand 10 M-ohm

Weerstand bij 1000 lux 300 ohm

Maksimale spanning 150 V

Snelheid van de weerstands variatie . 200 k-ohm/sek.

Maksimale vermogen 200 mW

LDR-05

Soort weerstand LDR

Behuizing zie figuur

Karakteristieken zie LDR-03

P 330 - D1

Soort weerstand PTC

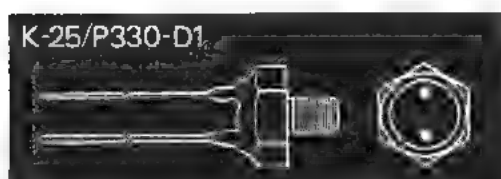
Behuizing zie figuur

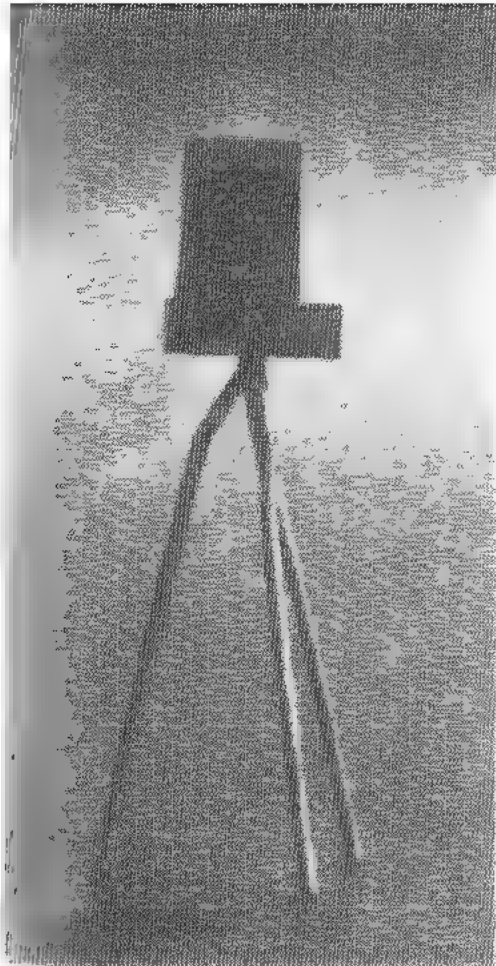
Kleur kode paars

Weerstand bij 30 ° C 60 ohm

Weerstand bij 110 ° C 100 k-ohm

Maksimale temperatuur 140 ° C





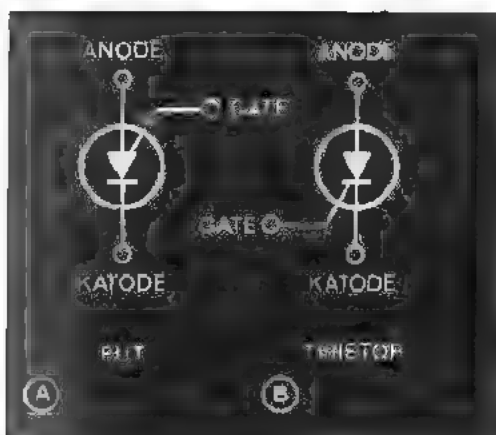
6. PUT

De PUT is in feite een onderdeel, dat bijna buiten dit boekje zou moeten vallen, omdat het toepassingsgebied relatief beperkt is, maar omdat de werking nauw aansluit bij die van de UJT, is het toch wel de moeite waard, er iets over te vertellen.

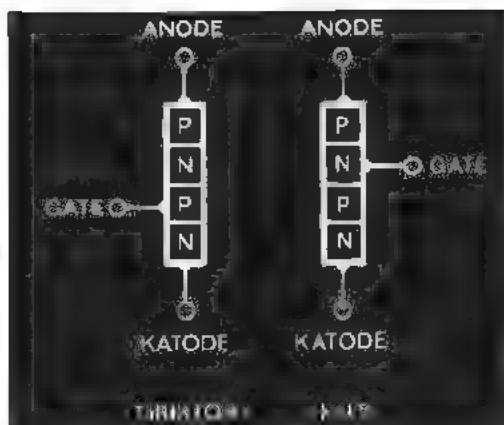
DE PUT

PUT is een afkorting en staat voor de -alweer- engelse woorden Programmable Uni-junction Transistor, een benaming, die zelfs voor niet-engels-lezenden weinig toelichting meer behoeft.

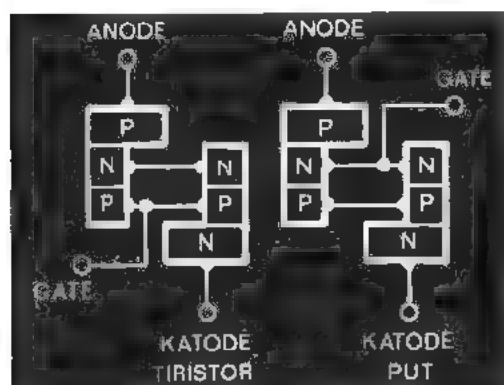
In de inleiding werd al aangestipt, dat de PUT in zijn gedrag (of werking) een vrij sterke overeenkomst vertoont met dat van de UJT. Deze laatste werd besproken in hoofdstuk 2. Kwa opbouw is de PUT echter vrij sterk verschillend van de UJT. De opbouw is namelijk sterk overeenkomstig met die van de thyristor, wiens werking nader werd toegelicht in hoofdstuk 3. Daarom grijpen we nog even terug op dat verhaal om de werking duidelijk te maken. Allereerst even het symbool van de PUT; dat is in figuur 6.1a weergegeven. In dezelfde figuur is tevens het thyristorsymbool getekend, om de treffende gelijkenis duidelijk te laten uitkomen. Ook de PUT bezit een



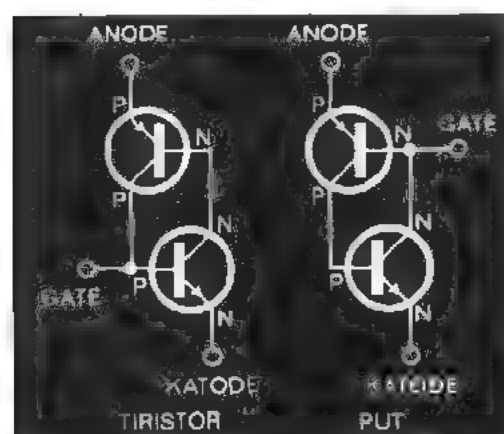
Figuur 6.1. Vergelijking van de symbolen van een PUT en een thyristor.



Figuur 6.2. De lagenstructuur van een thyristor (links) en een PUT (rechts). Merk de sterke overeenkomst op. Het enige verschil zit in de gate-aansluiting



Figuur 6.3. Evenals de thyristor kan de PUT worden opgesplitst in twee drielagenstructuren.

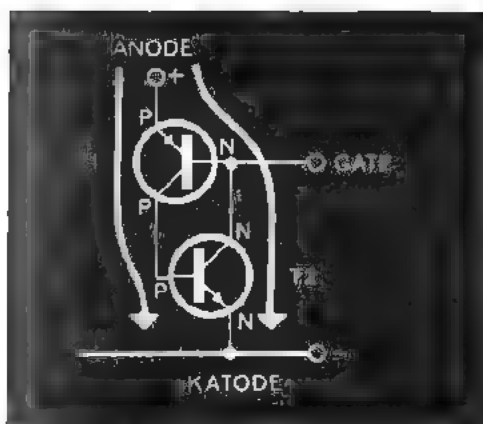


Figuur 6.4. De twee drielagenstructuren uit figuur 6.3 blijken een stel complementaire transistoren te vormen, die op de aangegeven manier met elkaar verbonden zijn.

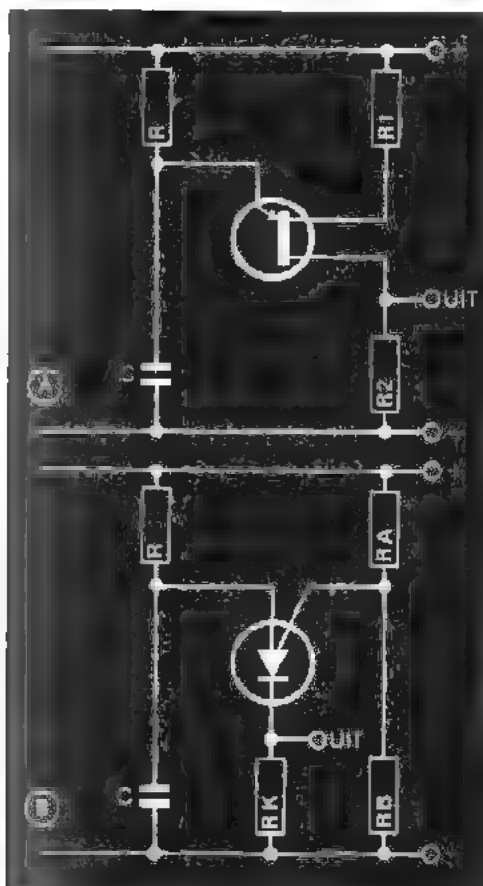
stuurelektrode, maar die zit, in tegenstelling tot die van de thyristor, aan de anodekant van de diode. Figuur 6.2 geeft de opbouw van de halfgeleiderlagen in een thyristor en een PUT weer. De oplettende lezer zal zich herinneren, dat de vierlagenstructuur van de thyristor kon worden ontleed in twee drielagenstructuren, die uiteindelijk twee transistoren voorstelden, die op een speciale manier met elkaar gekoppeld zijn. Welnu, voor de PUT gaat een vrijwel identieke redenering op. Figuur 6.3 geeft hierover anschouwelijke informatie. Ook in deze figuur dringt zich weer de vergelijking met de thyristor op. Doormiddelen van de beide middelste lagen levert de beide gewenste drielagen-structuren op. Het verschil zit 'm alleen in de aansluiting van de gate (=poort) elektrode. Die zit bij de thyristor aan de derde (p) laag en bij de PUT aan de tweede (n) laag. Zoals al gezegd vormen de beide stukken van drie lagen telkens twee transistoren. Hoe dat er in de vorm van een elektrisch schema uit ziet, is op te maken uit figuur 6.4, waarbij de thyristor weer ter vergelijking is opgevoerd. Men zal zich herinneren, dat de thyristor in geleiding wordt gebracht, door de onderste transistor (nnp) open te sturen door een spanning tussen gate en katode aan te leggen. Er ontstaat dan een soort van lawine effect, doordat beide transistoren elkaar in geleiding houden. Bij de PUT gebeurt iets analoogs. Hier wordt echter niet de onderste, maar de bovenste (pnp) transistor open gestuurd.

Hoe dat gebeurt kan het best worden verklaard aan de hand van figuur 6.5, waarin de stroomloop door de PUT met twee pijlen is aangegeven. De anode is aangesloten op de plus van de batterij, de katode op de min. De pn-overgang tussen anode is in feite niets meer dan een gewone basis-emitterdiode van een transistor. Laat men er in de richting van de emitterpijl een stroom doorheen lopen, dan gaat de transistor T1 open. Om dit te doen, is het voldoende, om een spanningsverschil van 0,5 a 0,6 volt aan te leggen tussen de gate (basis van T1) en de anode (emitter van T1).

Gaat T1 open, dan zal er ook een stroom door diens kollektor gaan lopen, maar die stroom kan nergens anders naar toe, dan naar de basis van T2. Die basisstroom van T2 zorgt ervoor, dat ook die open gaat. Maar, zoals uit figuur 6.5 blijkt, de kollektor van T2



Figuur 6.5. De beide pijlen geven de twee stroomrichtingen aan door de PUT wanneer die in geleiding is.



Figuur 6.6. Hier ziet men duidelijk de overeenkomst tussen een UJT en een PUT oscillator. De PUT wordt hier dan ook als UJT gebruikt.

is op zijn beurt weer verbonden met de basis van T1, zodat de basissstroom van T2 de richting van de rechter pijl volgt. Ook hier ontstaat dus het bekende lawine-effekt, dat zowel T1 als T2 in verzadiging stuurt en ervoor zorgt, dat er tussen anode en katode een lage weerstand ontstaat (doorgaans is deze weerstand 3 ohm of lager).

Na deze korte uiteenzetting van de werking zou men verwachten, dat een PUT dezelfde enorme vermogens zou kunnen schakelen als een thyristor. Toch is dat niet zo, voornamelijk vanwege technologische redenen, die samenhangen met het diffusieproces dat noodzakelijk is, om dit type halfgeleider te vervaardigen.

Daarom ziet men de PUT meestal toegepast als een veredelde UJT. Desondanks biedt de PUT door zijn speciale eigenschappen de mogelijkheid, om bepaalde schakelingen verrassend eenvoudig te houden. Dat zal blijken uit de beide toepassingen, die nu besproken zullen worden.

DE PUT ALS UJT

In figuur 6.6 zijn ter vergelijking de twee oscillatoren getekend, boven die met een UJT, onder die met een PUT. Bij de bespreking van de UJT werd al duidelijk dat de UJT triggert (open gaat), wanneer de spanning op diens emitter een waarde heeft bereikt, die gelijk is aan een vast percentage van de voedingsspanning. Dit percentage ligt tussen de 50 en 70%. Tevens ligt het vast, als men de UJT heeft gekocht.

Nu blijkt meteen, waarom men de naam 'programmeerbare' UJT voor de PUT heeft gekozen, want men kan bij de PUT de triggerspanning op een willekeurig punt vastleggen, eenvoudigweg door twee weerstanden. In figuur 6.6b zijn dat de weerstanden RA en RB. De triggerspanning wordt bepaald door de simpele formule:

$$\eta = R_b / (R_a + R_b) (\times 100\%)$$

Als Ra gelijk is aan Rb, dan is η (griekse letter eta) 50% van de voedingsspanning.

De werking van de schakeling is als volgt: via weerstand R laadt de condensator zich langzaam op. De spanning op C neemt dus toe, totdat die gelijk wordt aan de triggerspanning. Op dat moment gaat de PUT

open. De condensator C gaat zich nu snel ontladen via de PUT en diens katodeweerstand R_k . Over R_k ontstaat door de ontladstroom een puls; deze puls kan als uitgangssignaal worden gebruikt van de PUT-oscillator.

technische gegevens:

D 13 T 1 (2 N 6027)

Silicium PNPN programmeerbare uni-junction transistor voor universeel gebruik.

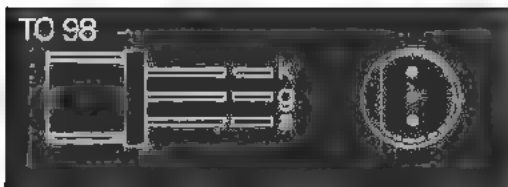
Behuizing	TO-98
Maksimale anode-katode spanning	40 V
Maksimale kontinu anode stroom	150 mA
Maksimale piek anode stroom	1 A
Minimale noodzakelijke anode stroom voor het starten van het lawine effect	2 μ A
Maksimale gate stroom	20 mA
Maksimale vermogen	300 mW

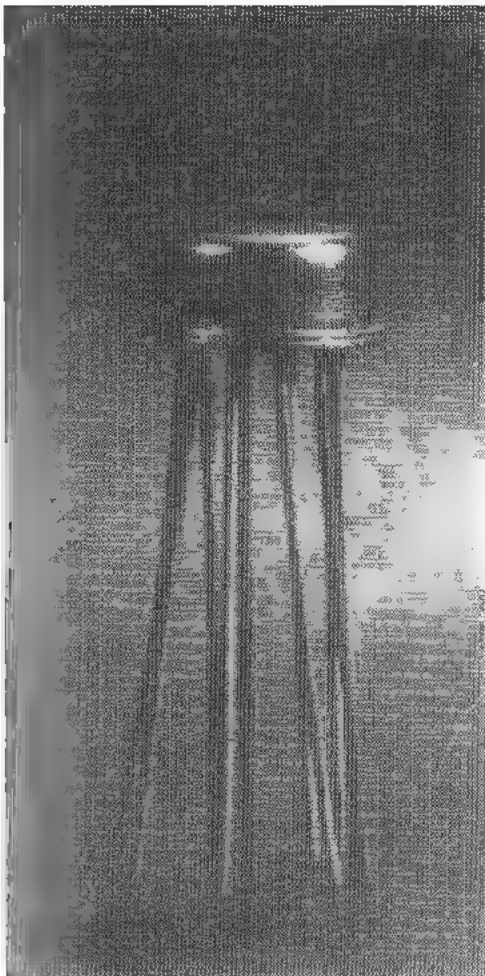
D 13 T 2 (2 N 6028)

Silicium PNPN programmeerbare uni-junction transistor voor toepassingen in lange-tijd schakelingen.

Behuizing	TO-98
Karakteristieken	zie D 13 T 1
Uitzondering:	

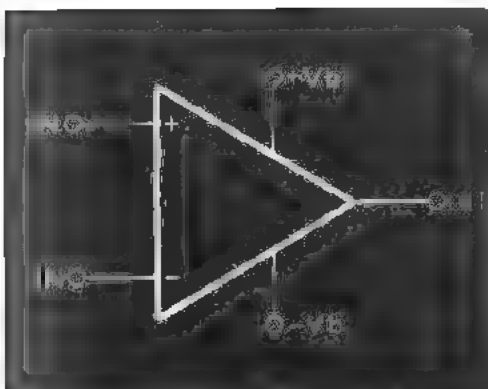
Minimale noodzakelijke anode stroom voor het starten van het lawine effect	150 nA
--	--------





7. op-amps

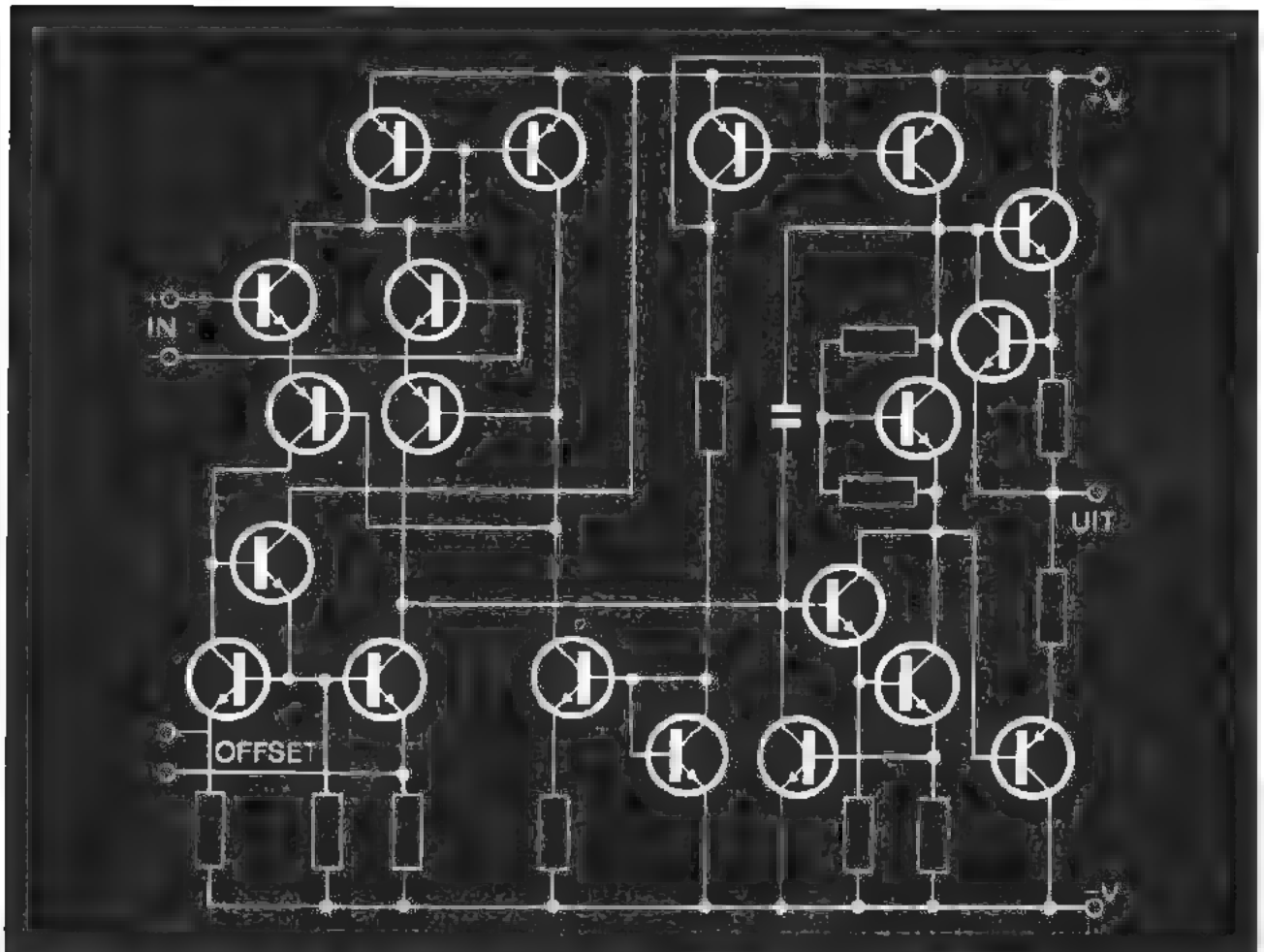
Operationele versterkers, dat zijn de "dingen", die in dit hoofdstuk van "waarom werkt het zo?" onder de loop worden genomen. Men zal zich afvragen, wat de bespreking van een versterker moet in dit boekje, waarin tot nu toe uitsluitend losse componenten werden besproken. Welnu, de operationele versterker (in de wandeling ook op-amp genoemd, de afkorting van het engelse operational amplifier), een zodanig veel toegepaste en universeel bruikbare versterker, dat men hem in de loop van de tijd als een gewoon onderdeel is gaan zien. Dit wordt nog bevorderd door het feit, dat de op-amp tegenwoordig (vrijwel) uitsluitend in de vorm van een geïntegreerde schakeling, dus eigenlijk als component leverbaar is. Voor de ontwerper van schakelingen met op-amps is het ook niet interessant, wat er in dat huisje zit, veel belangrijker is het, wat de op-amp doet.



Figuur 7.1. Het symbool van een operationele versterker. De wezenlijke aansluitingen zijn de beide ingangen en de uitgang. $+V_b$ en $-V_b$ zijn de aansluitpunten voor de beide voedingsspanningen

OPERATIONELE VERSTERKERS, WAT ALGEMENE INFORMATIE

Allereerst het symbool van de operationele versterker. Dat is in figuur 7.1 getekend. De figuur toont de vijf essentiële aansluitingen van de op-amp. Het doet er niet toe, welk type men aanschafft, deze aansluitingen hebben ze allemaal. Bestudering van deze figuur 7.1 leert, dat er twee ingangen zijn. De ingang, die met een minteken is aangeduid, is de inverterende ingang. Dat wil zeggen, dat een signaal, dat aan deze ingang wordt toegevoerd, in omgekeerde vorm aan de uitgang verschijnt. De ingang, die van een plusteken is voorzien, zorgt ervoor, dat het aangeboden signaal in gelijke vorm aan de uitgang te voorschijn komt. De beide aansluitingen $+V_b$ en $-V_b$ dienen respectievelijk voor de aansluiting van de beide voedingsspanningen, de positieve en de negatieve.



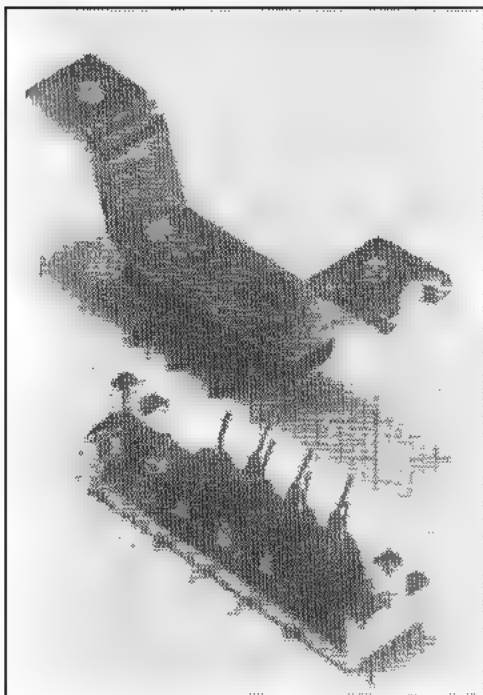
Figuur 7.2. Dit zit in het "driehoekje" uit figuur 7.1. Het is de inwendige schakeling van de 741. Het is een schema om snel weer te vergeten, want men zal er in de praktijk nooit mee te maken krijgen.

In figuur 7.2 is het inwendige schema getekend van een zeer populaire operationele versterker, de 741. Alle onderdelen van deze op-amp uit de twee gulden klasse zijn samengebracht op een plaatje silicium van ongeveer 3 mm^2 . Overigens mag men dit schema wel vergeten, want in de op-amp-praktijk zal men er niet veel meer mee te maken krijgen. Wel is het belangrijk, een aantal termen te onthouden, die bij het werken met de operationele versterker algemeen worden toegepast, en daarom onmisbaar zijn. De belangrijkste termen worden hieronder in het kort verklaard.

Allereerst is daar de open lus versterking. Dat is de versterking van de op-amp zonder enige vorm van tegenkoppeling, dus de maximale versterking. Bij een goede op-amp moet deze versterking zo hoog mogelijk zijn. Het populaire type 741 heeft een open lus versterking, die ligt tussen 60.000 en 200.000 maal. Een tweede belangrijke eigenschap wordt niet zozeer bepaald door de op-amp zelf maar door de eromheen "hangende" schakeling. Dit is de gesloten lus verster-



Enige uitvoeringsvormen van geïntegreerde operationele versterkers. Van links naar rechts: dual-in-line (DIL), mini-DIL en rond (TO 99). (foto z.o.u.t.)



Geïntegreerde vermogensversterkers zijn in feite niets anders dan speciaal voor een doel ontworpen vermogens op-amp's. De IC's zijn voorzien van een flinke koelvin, die ofwel voldoende koeling geeft, ofwel de basis vormt van een externe koelvin (foto z.o.d.t.)

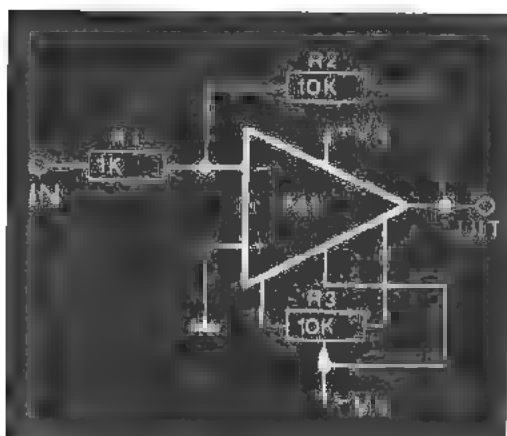
king (closed loop voltage gain). In dit geval is er een tegenkoppeling aanwezig. Dat wil zeggen, dat een deel van het uitgangssignaal naar de ingang wordt teruggevoerd, zodanig dat het teruggevoerde signaal het ingangssignaal tegenwerkt. De gesloten lus versterking is altijd lager en meestal zelfs belangrijk lager dan de open lus versterking.

Een andere eigenschap, die bepalend is voor de kwaliteit van een op-amp is de common mode onderdrukking. Met deze moeilijke uitdrukking, waarvoor helaas nog geen nederlands ekwivalent bestaat, bedoelt men de onderdrukking van een signaal, dat op beide ingangen gelijktijdig verschijnt. Omdat de beide ingangen een tegengestelde werking hebben, moet een signaal, dat op beide ingangen gelijktijdig en met dezelfde amplitude wordt aangeboden, aan de uitgang geen of nauwelijks een verandering teweeg brengen. De verhouding van de ingangsspanning tot het restje spanningsverandering aan de uitgang is de mate van common mode onderdrukking.

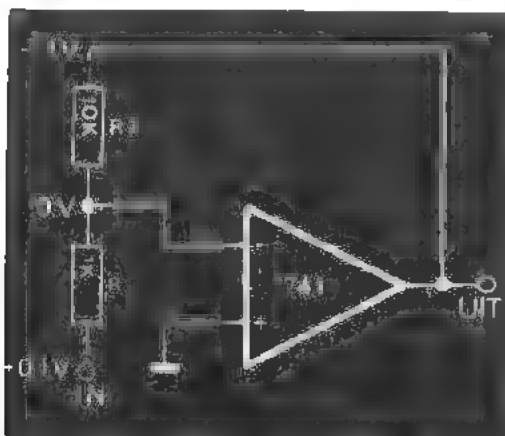
Een op-amp parameter, die in de praktijk wel eens moeilijkheden kan opleveren, is de ingangs off-set spanning. Zij wordt gedefinieerd als het (gelijk)spanningsverschil, dat tussen de beide ingangen moet worden aangelegd, om aan de uitgang precies nul volt te verkrijgen. Bij het werken met kleine signaaltjes en/of hoge versterkingen kan deze parameter wel eens roet in het op-amp-eten gooien. Veel op-amps bezitten echter de mogelijkheid, om deze offset spanning met behulp van een trimpotje tot nul weg te regelen (te compenseren, zoals dat in de vaktaal heet).

Bij veel op-amps is de open lus versterking zo hoog, dat een stevige tegenkoppeling is vereist in veel toepassingen, waarin maar weinig versterking wordt verlangd. Door deze tegenkoppeling kan oscilleren in de hand worden gewerkt, meestal veroorzaakt door geringe looptijden van het signaal in de op-amp. Om dit te voorkomen, wordt frekwentie-compensatie toegepast, die vaak bestaat uit een enkel klein condensator-tje of uit een kleine condensator met een ekstra weerstand. Bij het type 741 is onder normale omstandigheden geen frekwentiecompensatie noodzakelijk, omdat deze al inwendig (in het IC) is aangebracht.

Bij het werken met op-amps moet men vaak ook rekening houden met de "slew-rate" (spreek uit: sloe



Figuur 7.3. Een tien maal versterker met een op-amp van het type 741. Opvallend is de eenvoud van de schakeling, iets wat steeds opvalt bij schakelingen met operationele versterkers.



Figuur 7.4. De schakeling van figuur 7.3 in een iets andere gedaante om het spanningsdelers effect van R1 en R2 duidelijk te maken

reet), ofwel de stijgtijd van de uitgangsspanning. Deze wordt aangeduid in volt per mikroseconde. Heeft een op amp een slew-rate van 1 volt per mikroseconde, dan kan de uitgangsspanning niet sneller veranderen dan met 1 volt per mikroseconde. Vooral belangrijk bij hoge frekventies en grote amplitudes (1 mikroseconde is een miljoenste seconde).

Tot slot van deze verzameling op amp-termen dan nog de "maksimale differentiele ingangsspanning". Hiermee bedoelt men het maksimale spanningsverschil, dat tussen de beide ingangen mag optreden. Dit mag een vrij hoge waarde zijn, bijvoorbeeld 30 volt in het geval van de 741, maar hier geldt als stelregel, dat die spanning nooit groter mag zijn dan de som van de beide voedingsspanningen.

DE PRAKTIJK VAN DE OP-AMP

Een van de eenvoudigste schakelingen, waarin een operationele versterker toepassing vindt, is de zogenaamde inverterende versterker. Het schema daarvan is in figuur 7.3 weergegeven. De schakeling is werkelijk van een treffende eenvoud. De essentiële componenten zijn de beide weerstanden R1 en R2. Zij leggen namelijk de versterking (A) vast door middel van hun onderlinge verhouding volgens de formule

$$A = R2 : R1.$$

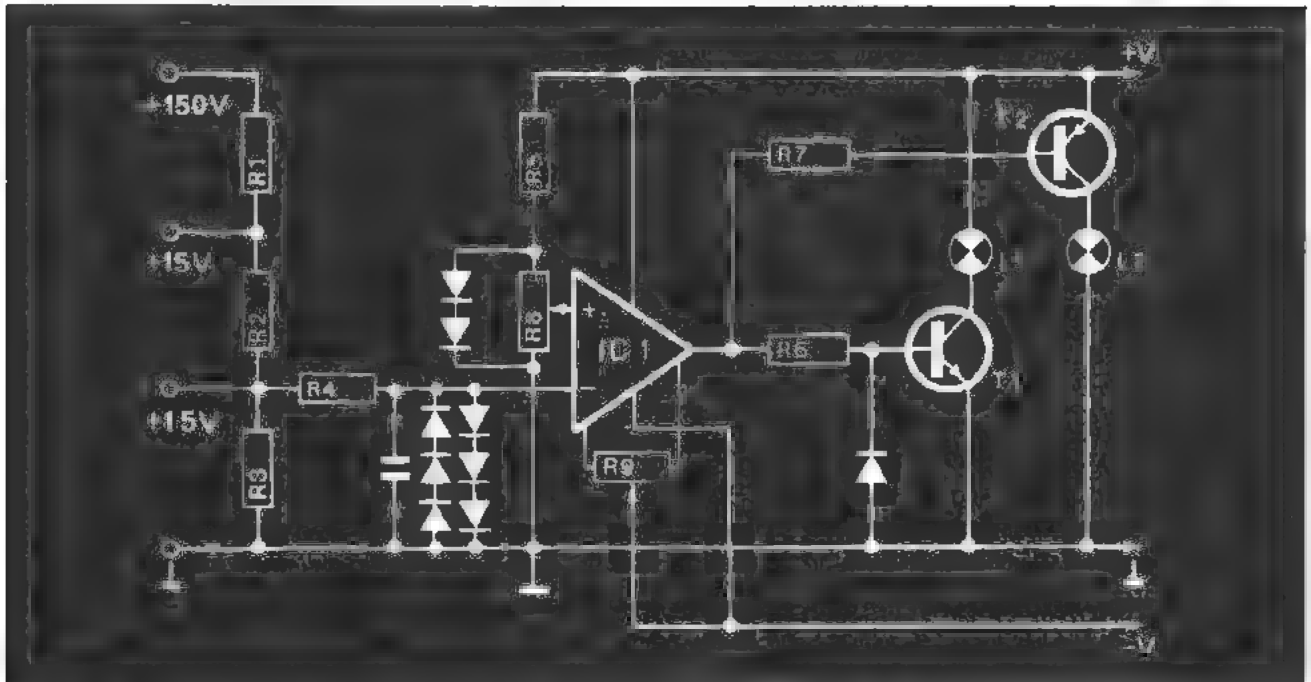
Voor het begrijpen van de op-amp schakelingen is het belangrijk, dat men zich realiseert, dat de op amp in een schakeling met tegenkoppeling er altijd naar streeft, het spanningsverschil tussen de beide ingangen zo klein mogelijk en liefst nul te maken. Met deze wijsheid in het achterhoofd, is de werking van de schakeling uit figuur 7.3 dan ook bijzonder gemakkelijk te begrijpen. Verder moet men bedenken, dat een inverterende versterker het signaal omkeert, dus een positieve spanning aan de ingang geeft een negatieve aan de uitgang. Stel nu, dat men aan de ingang een spanning legt van 100 milli volt (positief). Aan de uitgang zal in dat geval een negatieve spanning optreden. De grootte van die spanning wordt bepaald door de verhouding van de beide weerstanden R2 en R1 immers de op-amp streeft ernaar, de spanning op de min-ingang gelijk aan nul volt te maken (omdat de plus-ingang ook op nul volt ligt). Daartoe moet



Dit zit verborgen in een ronde op amp. — kleine vierkantje is de eigenlijke schakeling, die door middel van uiterst dunne gouddraadjes verbonden wordt met de aansluitingen.

de spanning 100 mV positief, die voor R1 ligt, worden opgeheven. Er ontstaat dan een situatie, zoals in figuur 7.4 is getekend. Dit is precies dezelfde schakeling als in figuur 7.3, alleen iets anders getekend. R1 en R2 vormen een spanningsdeler, zodanig dat een spanning van -1 volt aan de bovenkant en $+100$ mV aan de onderkant (de ingang) op de min-ingang een spanning van 0 volt oplevert. De uitgang moet dus een spanning van -1 volt afgeven om op de min-ingang nul volt te verkrijgen. Dat betekent dus, dat de uitgang -1 volt moet leveren tegen een ingangsspanning van 100 milli-volt.

Er is dus inderdaad gebleken, dat de versterking 10 maal is en deze inderdaad wordt bepaald door de verhouding van de beide weerstanden R2 en R1.



Figuur 7.5. De op-amp als komparator of vergelijker van twee spanningen. De schakeling wordt dan meestal in „open lus” gebruikt, dus zonder terugkoppeling van uitgang naar ingang. De grote versterking die dan optreedt heeft tot gevolg dat het geringste spanningsverschil tussen beide ingangen, vastlopen van de uitgangsspanning tegen de positieve of negatieve voedingsspanning veroorzaakt, wat nu net de bedoeling van deze toepassing is.

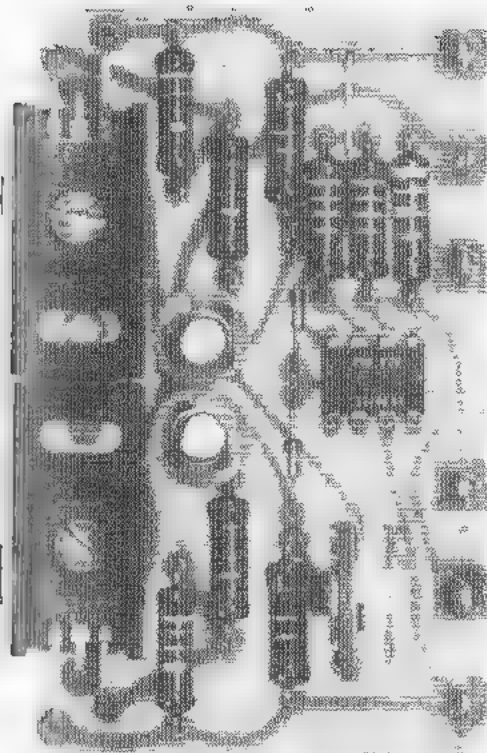
Een tweede bijzonder interessante toepassing van de operationele versterker als vergelijkingsschakeling is in figuur 7.5 getekend.

In deze schakeling, waarin het zaak is, een klein spanningsverschil te detekteren en om te zetten in een zo groot mogelijk spanningsverschil, wordt de op-amp gebruikt als vergelijker (komparator). Dat betekent, dat er geen tegenkoppeling is toegepast, en dat de maximale versterking, de open lus versterking van de op amp wordt benut.

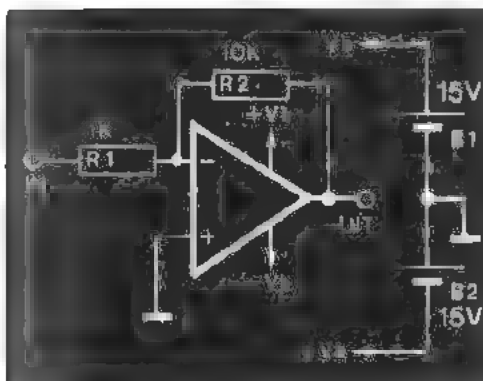
Dan hier in het kort de werking van de schakeling.

Stel dat de open lus versterking van de op-amp rond de 90.000 maal ligt, en dat aan de uitgang een spanningsverandering (van min naar plus of van plus naar min) van 9 volt wordt gewenst. Hoe groot moet dan het spanningsverschil tussen de beide ingangen zijn? Daartoe delen we de uitgangsspanning (9 volt) door de versterking (90.000 maal). De uitkomst is 100 mikro-volt.

Met de getekende schakeling is het nu op eenvoudige wijze mogelijk, een onbekende spanning te meten, door deze te vergelijken met een bekende. Via een paar weerstanden komt de onbekende spanning op de min ingang terecht. De bekende spanning staat over potmeter R8. De bekende spanning kan worden geregeld met deze potmeter. Bovendien is de potmeter van een geijkte schaal voorzien. Wil men nu vaststellen, hoe groot de onbekende spanning is, dan draait



Een toepassing van een op-amp als kleine, universeel toepasbare vermogensversterker. De grote vereenvoudigingen, die het gebruik van op-amp's in schakelingen met zich mee brengt, blijkt duidelijk uit deze foto. (foto z.o.u.t.)



Figuur 7.6 Op deze wijze wordt de operationele versterker voorzien van zijn voedingsspanning

men zolang aan de potmeter, totdat beide lampjes stuivertje hebben gewisseld, met andere woorden, als het lampje, dat aan was uit gaat en andersom. Dat is namelijk het moment, waarop de uitgang van de op-amp van de ene uiterste spanning naar de andere gaat. Het is zaak, de potmeter zo nauwkeurig mogelijk op het omschakelpunt af te regelen. Op de schaal van de potmeter kan de onbekende spanning dan worden afgelezen.

Bij deze schakeling kan de offset spanning een rol spelen in de nauwkeurigheid van de meting. Deze parameter van de op-amp kan onder ongunstige omstandigheden wel 6 milli-volt bedragen. In vergelijking met de omschakelspanning van 100 mikro-volt is dit een beetje aan de hoge kant. Voor de compensatie van deze fout is potmeter R9 in de schakeling opgenomen. Voor de afregeling draait men R8 in de onderste stand, dus zo dat de loper aan massa ligt. Met R9 wordt dan zolang gecraaid, totdat men het schakelpunt heeft ontdekt.

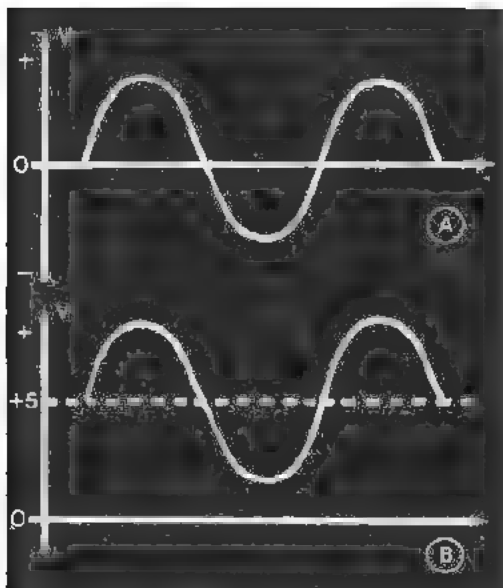
Uiteraard moeten bij deze inregeling de beide aansluitpunten van de onbekende spanning worden kortgesloten.

ANDERE TOEPASSINGEN

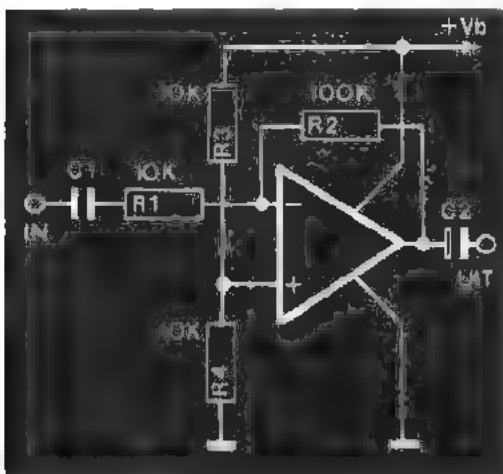
Op-amps vindt men onder andere in de volgende schakelingen: audio-schakelingen, vooral op het gebied van voorversterkers; analoge rekenmachines, hiervoor werd de op-amp oorspronkelijk ontwikkeld; functie-generatoren, voor het opwekken van de meest bizarre spanningsvormen; regelschakelingen voor spanning, temperatuur enz.; tenslotte vindt men de op-amp ook in moderne meetschakelingen, zoals de DVM (digitale voltmeter) en andere nauwkeurige meetschakelingen.

DE VOEDINGSSPANNING VAN DE OP-AMP

De op-amp heeft in de meeste gevallen twee voedingsspanningen nodig, een positieve en een negatieve. Hoe dat in de praktijk verwezenlijkt wordt, moet uit figuur 7.6 duidelijk worden. Daarin is allereerst een basisschakeling getekend, de inverterende versterker, zoals figuur 7.3. Daarnaast is de voeding weergegeven in de vorm van een tweetal batterijen. Batterij B1 is de positieve voedingsspanning, B2 de negatieve. De



Figuur 7.7. Figuur A toont een wisselspanning zonder gelijkspanning: er zit evenveel boven de nul lijn als eronder. Figuur B geeft een wisselspanning op een gelijkspanning weer. In dit geval ligt de hele wisselspanning boven de nullijn.



Figuur 7.8. R3 en R4 vormen de truuik, die nodig is om de op-amp op een enkele voeding te laten werken.

min van B1 moet verbonden zijn met de plus van B2. Dit knooppunt is tevens het massapunt van de gehele schakeling. De plus-ingang van de op-amp is er ook mee verbonden. Met de in het schema getekende waarde is $+V_b$ gelijk aan +15 volt ten opzichte van de massa. De totale spanning, die tussen + en $-V_b$ staat, is dus gelijk aan 30 volt.

Het voordeel van dit systeem met een dubbele voeding is, dat de uitgang van de operationele versterker zowel een negatieve als een positieve spanningswaarde kan aannemen, gemeten ten opzichte van de massa. Een ander voordeel is het ontbreken van een gelijkspanning op de uitgang.

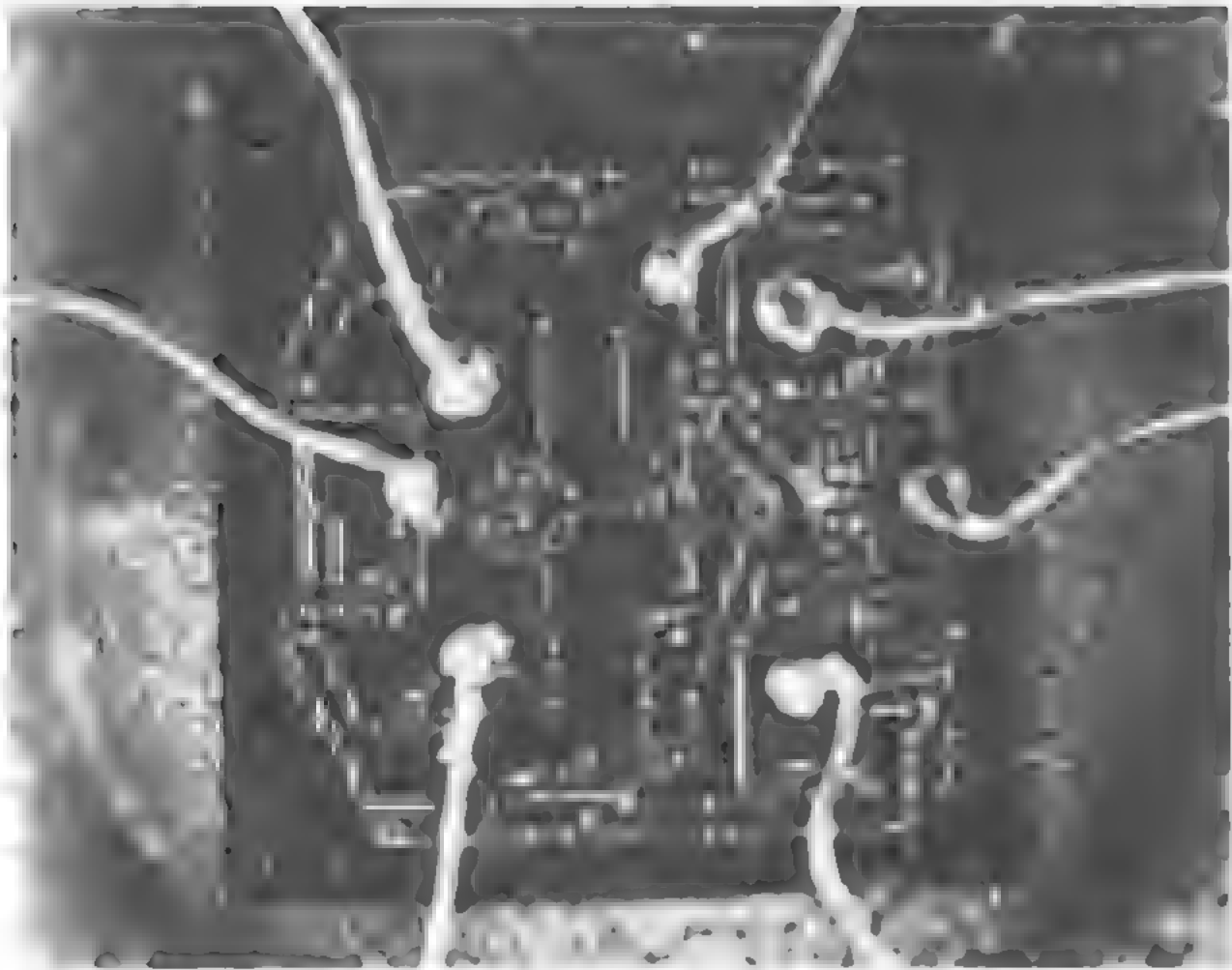
Wat dat betekent, wordt duidelijk bij het bestuderen van figuur 7.7. Deel A van deze figuur toont een sinusvormige wisselspanning zonder gelijkspanning: de eerste helft van de sinus ligt boven nul volt, de tweede beneden nul volt.

De gemiddelde spanning is dus nul volt. Dit is niet het geval in figuur 7.7B, waar dezelfde sinusspanning is getekend, echter nu voorzien van een gelijkspanning van 5 volt. De hele sinusspanning ligt hier boven de nul volt lijn, de gemiddelde spanning is 5 volt. De sinusspanning is gesuperponeerd op een gelijkspanning van 5 volt, om het maar eens officieel (en dus moeilijk) te zeggen.

We noemden het ontbreken van een gelijkspanning op de uitgang een voordeel, en dat is het ook, want daarmee wordt de mogelijkheid geopend om verschillende operationele versterkers rechtstreeks met elkaar te koppelen, dus zonder tussenkomst van een condensator. Er is dan een gelijkspanningsversterker ontstaan, die zo wordt genoemd, omdat hij in staat is gelijkspanningen en uiterst langzaam veranderende wisselspanningen te versterken.

Bij toepassing van koppelcondensatoren is dit zonder meer mogelijk. In sommige gevallen (bijvoorbeeld bij audio-toepassingen) is het niet nodig, om een gelijkspanning of een wisselspanning van een hele lage frequentie te versterken. In dat geval zou men dus wel koppelcondensatoren kunnen toepassen. Is dat het geval, dan kan men de op-amp ook laten werken met een enkele voedingsspanning. Men spaart dan een van de beide voedingen en dus ook geld.

Hoe dit nu in zijn werk gaat, is uit figuur 7.8 op te maken. De grote truuik is hierbij, dat de plus-ingang

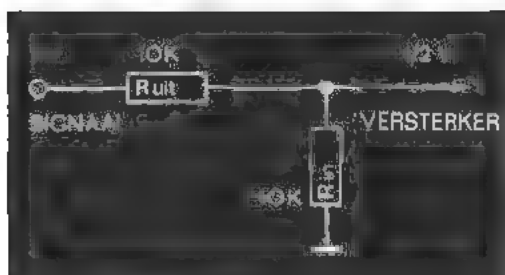


Een ekstreme vergroting van de op-amp, die eerder in dit hoofdstuk reeds in het ronnetje werd gezet. Deze foto geeft een 75voudige vergroting van het hart van een geïntegreerde op-amp. Het aansluiten van de draadjes gebeurt onder een mikroskoop. (foto z.o.u.t.)

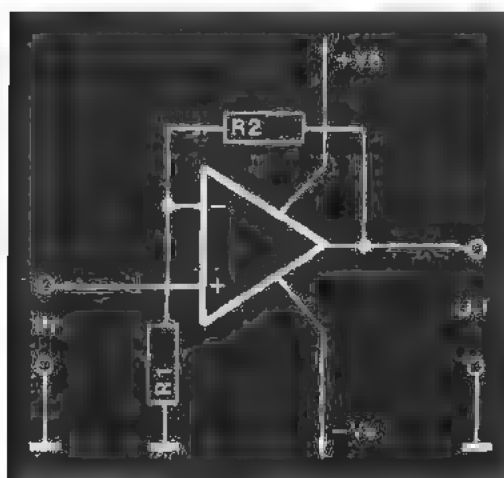
met behulp van de spanningsdelers R3 en R4 op de helft van de voedingsspanning wordt gebracht. De uitgang heeft dan dezelfde gelijkspanning en via R2 heeft de min-ingang ook dezelfde spanning. Het is verstandig, om de plus-ingang op de helft van de voedingsspanning te leggen, want de uitgang kan dan tussen $+V_b$ en nul volt variëren met als middelpunt $1/2 V_b$, met andere woorden, de uitgangsspanning kan even ver dalen als stijgen, zodat de uitgangsamplitude van het te versterken signaal zo groot mogelijk kan zijn.

De voedingsspanning mag bij toepassing van een op-amp van het type 741 zelfs meer dan 30 volt bedragen, hoewel de schakeling ook bij 6 volt al bevredigend zal werken.

Uit het begin van dit hoofdstuk was al duidelijk, dat de versterking door de verhouding van de weerstandswaarden van R2 en R1 wordt bepaald. Een blik op figuur 7.8 leert dan ook, dat die versterking tien maal



Figuur 7.9. Deze tekening geeft de invloed van ingangs- en uitgangsweerstand aan. In dit geval is het resterende signaal maar gelijk aan de helft van het oorspronkelijke.



Figuur 7.10. Het uiterst simpele schema van de niet-inverterende versterker

is. Een signaal aan de ingang van 1 volt, zal aan de uitgang een signaal van 10 volt opleveren. De condensatoren C1 en C2 zorgen ervoor, dat het te versterken signaal wel naar binnen kan en het versterkte signaal naar buiten, maar zij blokkeren de op in- en uitgang aanwezige gelijkspanning.

De hier getekende schakeling is een "recht toe, recht aan"-versterker, uitsluitend geschikt om een signaal 10 maal te versterken, en in principe zonder beïnvloeding van de frekwentie-karakteristiek.

DE NIET-INVERTERENDE VERSTERKER

De zojuist beschreven schakeling van de inverterende (= omkerende) versterker heeft een nadeel: de ingangsweerstand is gelijk aan de weerstandswaarde van R1. Waarom dit zo is, daarop willen we hier niet ingaan, dat is te ingewikkeld; wat het gevolg kan zijn wordt duidelijk gemaakt aan de hand van figuur 7.9

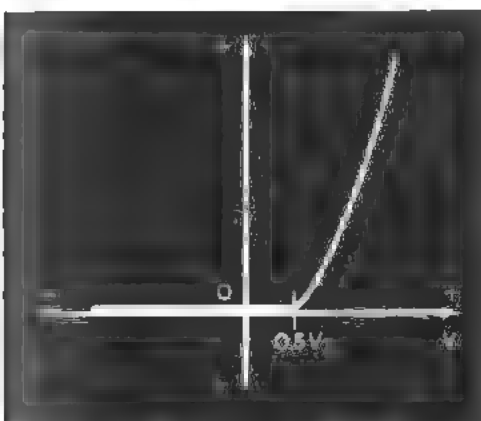
De relatief lage ingangsweerstand is aangeduid met Rin, de uitgangsweerstand van de signaalbron met Ruit. De meeste signaalbronnen hebben een bepaalde, vaak hoge uitgangsweerstand (dit wordt ook wel aangeduid met de term uitgangsimpedantie, zoals ingangsimpedantie staat voor ingangsweerstand). Als nu de signaalbron wordt gekoppeld met de versterkerschakeling uit figuur 7.8, dan ontstaat de schakeling uit figuur 7.9. Voor het gemak zijn beide signaalbronnen op 10 kilo-ohm vastgelegd. Zoals uit figuur 7.9 blijkt, zijn de beide weerstanden in serie geschakeld. Zij vormen zodoende een spanningsdeler, waarbij over allebei de helft van de beschikbare spanning valt. Voor de ingang van de versterker is daarom maar de helft van de spanning over.

Het is duidelijk, dat een verhoging van Rin tot bijvoorbeeld 1 mega-ohm een aanzienlijke verbetering zal opleveren. In dat geval zou er maar ongeveer 1% van de signaalspanning over Ruit verloren gaan.

Welnu, de niet inverterende versterker heeft zo'n hoge ingangsweerstand. Het schema ervan is in figuur 7.10 weergegeven. Hier is voor het gemak weer een dubbele voeding toegepast. De ingangsweerstand is hier afhankelijk van het toegepaste type op-amp. Een 741 heeft meer dan 100 kilo-ohm ingangsweerstand. Voor de versterking geldt een formule, die een beetje afwijkt van de voor de inverterende versterker geldende formule, zij luidt als volgt:



Een ronde op-amp, met de voordelen van de DIL-uitvoering. Door de voorgebogen aansluitdraden past de op-amp zonder opspiegel in een print (foto R.C.A.)



Figuur 7.11. De stroom-spanningskarakteristiek van een siliciumdiode. Merk op, dat er pas stroom gaat lopen wanneer de spanning over de diode groter dan 0,5 V is geworden

$$A = (R1 + R2) : R1$$

Als $R1$ gelijk is aan 10 kilo-ohm en de versterking moet 10 maal zijn, dan kan ook $R2$ uitgerekend worden. Die moet dus 90 kilo-ohm zijn. Wie dit niet gelooft, vult de genoemde waarde maar in de formule in, om van de waarheid overtuigd te raken.

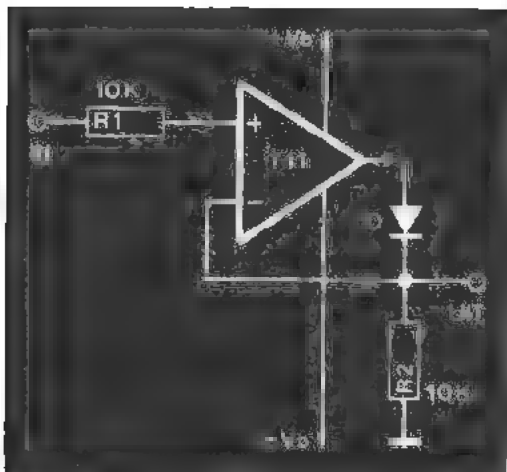
Waarom deze formule anders is, kan weer eenvoudig worden verklaard, wanneer men bedenkt, dat de op-amp er altijd naar zal streven, het spanningsverschil tussen in- en uitgang gelijk aan nul te maken. Stel de ingangsspanning op de plus-ingang op 100 milli-volt. De uitgang van de op-amp moet zich nu zodanig instellen, dat op de min-ingang ook 100 milli-volt komt te staan. Om dat te bereiken, zou de uitgang dus 1 volt moeten zijn, want $R2$ en $R1$ vormen weer de gebruikelijke spanningsdeler. Deze ene volt bewijst tevens, dat de ingangsspanning 10 maal is versterkt.

Past men op deze schakeling weer de truuk toe van de beide weerstanden om de plus-ingang op de halve voedingsspanning te leggen, om zodoende maar met een enkele voeding uit te komen, dan zal de ingangsweerstand weer aanzienlijk dalen. Die wordt dan bepaald door de waarde van de beide instelweerstand.

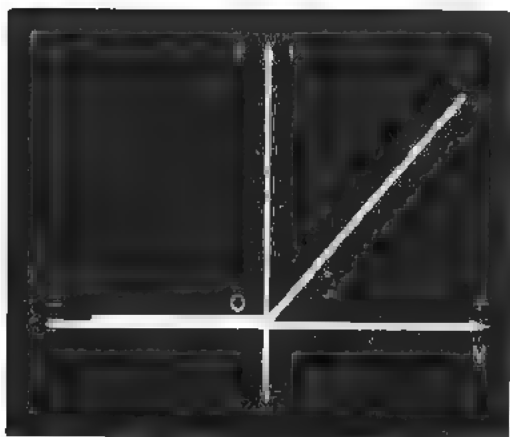
DIODE ZONDER DREMPELSPANNING

In het eerste hoofdstuk van dit boekje hebben we onder andere de halfgeleiderdiode ter sprake gebracht. Daarbij is gebleken, dat zo'n diode alleen in een richting stroom doorlaat, dat zij dus een soort van stroomventiel is. Een nadeel kleefde er echter aan deze diode: om in geleiding te komen moet er een voorwaartse spanning over worden aangesloten, die eerst een bepaalde drempelwaarde moet overschrijden. Zoals uit de grafiek van figuur 7.11 blijkt, moet deze spanning bij een siliciumdiode tenminste 0,5 volt bedragen. De grafiek in figuur 7.11 noemt men overigens de stroom-spannings karakteristiek van de siliciumdiode. Zij geeft de verhouding weer van de stroom, die door de diode vloeit en de spanning, die erover staat

Ga zelf met behulp van de wet van Ohm na dat deze lijn voor een weerstand een rechte lijn is (enige spanningswaarden uitkiezen en de bijbehorende stroom uitrekenen bij een weerstand van bijvoorbeeld 1 kilo-ohm; de lijn die ontstaat is een schuine lijn door het kruispunt van de verticale en de horizontale as). Om-



Figuur 7.12. De schakeling van de "diode" zonder drempelspanning.



Figuur 7.13. De stroom-spannings karakteristiek van de schakeling uit figuur 7.12. Hier gaat al stroom lopen, wanneer de spanning net positief wordt.

dat de stroom-spannings karakteristiek van een diode geen rechte lijn is, noemt men de diode een niet-lineair element. Dat was een beetje, hopelijk begrijpelijke theorie.

Dan nu weer over naar de schakeling van de diode zonder drempelspanning. Het schema ervan is in figuur 7.12 getekend. Weer blijkt de eenvoud van de op-amp schakeling, die buiten de op-amp zelf slechts 3 onderdelen omvat. De werking ervan wordt duidelijk door alweer de redenering te volgen, dat de uitgang van de op-amp ernaar zal streven, het spanningsverschil tussen de beide ingangen zo klein mogelijk, en liefst nul volt te maken.

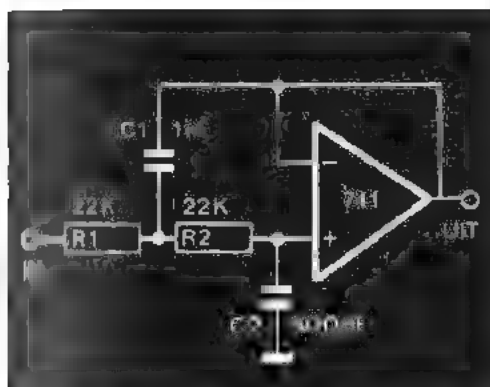
Allereerst beschouwen we een negatieve ingangsspanning. In dat geval wordt de uitgang van de op-amp negatief, de spanning over de diode D is dan ook negatief: zij zal geen stroom doorlaten. Zover gedraagt de schakeling zich als een gewone diode. Anders wordt het, wanneer er aan de ingang een positieve spanning verschijnt.

Stel deze spanning gelijk aan een milli-volt. Om nu op de min-ingang ook een spanning van 1 milli-volt te bereiken, zal de uitgangsspanning van de op-amp gelijk moeten zijn aan de drempelspanning van diode D (ongeveer 0,5 volt, ofwel 500 milli-volt) plus 1 milli-volt, dus 501 milli-volt. Dat kan gemakkelijk, wanneer de open-lus versterking van de op-amp maar hoog genoeg is. Een open-lus versterking van 501 maal zou al net voldoende zijn, maar de toegepaste 741 versterkt minstens 60.000 maal, meer dan voldoende. Omdat de spanning op de min-ingang tevens de uitgangsspanning is en bovendien door de op-amp gelijk wordt gemaakt aan de spanning op de plus-ingang (bij een positieve ingangsspanning) volgt de uitgang elke positieve ingangsspanning en blijft bij elke negatieve ingangsspanning op nul staan.

Figuur 7.13 geeft de stroom-spannings karakteristiek van de schakeling. Een blik is voldoende om vast te stellen, dat zij duidelijk verschilt van die in figuur 7.11.

De hier beschreven schakeling opent de mogelijkheid tot het gelijkrichten van een signaaltje met een amplitude van minder dan 1 milli-volt, iets wat met behulp van een gewone diode absoluut onmogelijk is.

Wel dient nog te worden opgemerkt, dat de schake-



Figuur 7.14. Schema van een elektronische filterschakeling, die door toepassing van de op-amp erg simpel van opbouw is geworden.

ling niet geschikt is voor het gelijkrichten van grote stromen.

FILTERSCHAKELING MET OP-AMPS

Door gebruik te maken van een op-amp in combinatie met RC-netwerkjes (een RC-netwerk is een samenstelling van een of meerdere weerstanden met een of meerdere condensatoren), wordt de mogelijkheid geopend op eenvoudige wijze filterschakelingen op te bouwen met uitstekende eigenschappen.

Een voorbeeld van een dergelijke schakeling is in figuur 7.14 weergegeven. Het filternetwerk bestaat uit de beide weerstanden R1 en R2 en de beide condensatoren C1 en C2. De eksakte werking is een beetje gekompliceerd om in het kader van deze serie uit te leggen, maar om toch een beetje van de werking duidelijk te maken het volgende.

Een condensator gedraagt zich als een weerstand voor een bepaalde frekwentie (voor een wisselspanning). Hoe hoger de frekwentie, hoe lager de weerstand (ook wel impedantie genoemd) van de condensator voor die frekwentie. Het op de ingang aankomende signaal gaat voor een deel via R1 en C1 naar de min-ingang. Hoe hoger de inkomende frekwentie, hoe meer signaal naar de min-ingang gaat. Een ander deel van het signaal gaat via R2 naar C2. C2 sluit een deel van het signaal kort naar de massa; hoe hoger de frekwentie, hoe meer signaal naar de massa verdwijnt, en hoe minder er dus op de plus-ingang terecht komt. In totaliteit ontstaat er nu een situatie, waarbij de hoge frekwenties al verzwakt op de plus-ingang terecht komen, terwijl die frekwenties nog worden tegengewerkt door het op de min-ingang verschijnende aandeel van de hoge frekwenties (immers de min-ingang werkt de plus-ingang tegen). Zodoende ontstaat er een verzwakking van de hoge frekwenties aan de uitgang, we hebben hier dus te maken met een laag-doorlaat filter of een "hoog-af-filter"

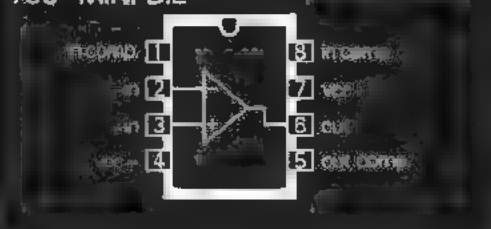
Met de aangegeven waarden voor de condensatoren en de weerstanden begint de verzwakking bij ongeveer 10 kilo-hertz. Men zou dit soort schakeling dus als een ruisfilter kunnen gebruiken omdat de verzwakking van het hoog met stijgende frekwentie (boven 10 kilo-hertz) zeer sterk toeneemt.

Tot zover de op-amp en zijn toepassingen. Een opmerking is hier nog wel op zijn plaats: in figuur 7.13

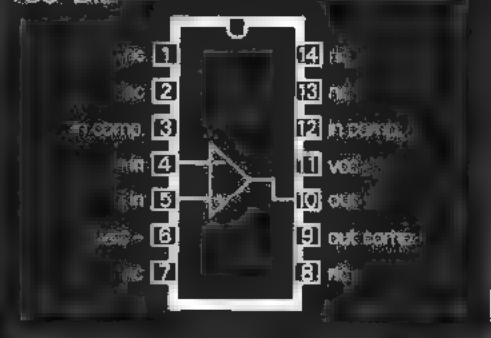
709 TO 99



709 MINI DIL



709 DIL



741 TO 99



741 MINI DIL



zal men tevergeefs zoeken naar de aansluitingen voor de voedingsspanning. Treft men ooit in andere literatuur iets dergelijks aan dan betekent dat, dat er een dubbele voeding is toegepast. Omdat dat de standaard voeding is voor een operationele versterker, laat men die aanduiding in de tekening gemakshalve weg, hetgeen de overzichtelijkheid van de schakeling natuurlijk zeer ten goede komt.

technische gegevens:

709

Universele op-amp voor algemeen gebruik op laag frequent gebied, met ekstern instelbare frekwentie compensatie maar zonder standaard offset compensatie.

Behuizingen zie figuren

Maksimale positieve voedingsspanning + 18 V

Maksimale negatieve voedingsspanning - 18 V

Ingangs offset spanning 3 mV

Maksimale ingangsspanning +/- 10 V

Maksimale amplitude uitgangsspanning 26 V

Open lus versterking 45.000

Ingangs weerstand 750 k-ohm

Uitgangs weerstand 150 ohm

Common mode rejection ratio 110 dB

Stijgtijd uitgangsspanning afhankelijk van compensatie

Ekivalenten:

TAA 521 - SN 72709 - μ A 709 C - LM 709 C

MC 1709 C

741

Universele op-amp voor algemeen gebruik op laag frequent gebied, met vaste ingebouwde frekwentie compensatie en instelbare offset compensatie.

Behuizingen zie figuren

Maksimale positieve voedingsspanning + 18 V

Maksimale negatieve voedingsspanning - 18 V

Ingangs offset spanning 7,5 mV

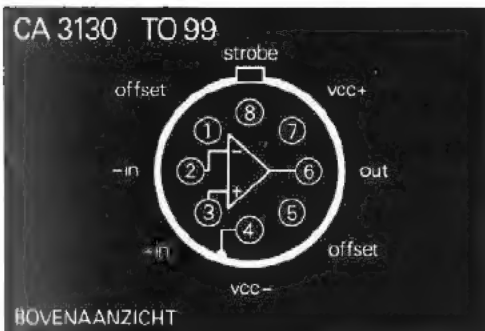
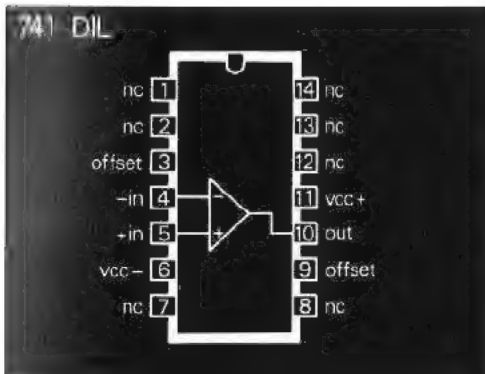
Maksimale ingangsspanning +/- 13 V

Maksimale amplitude uitgangsspanning 26 V

Open lus versterking 200.000

Ingangs weerstand 2 M-ohm

Uitgangs weerstand 75 ohm



Common mode rejection ratio 90 dB
 Stijgtijd 0,5 V/ μ sek

Ekwivalenten:

TBA 221 - μ A 741 C - SN 72741 - MC 1741 C
 LM 741 C

CA 3130

Kwaliteits op-amp voor een lage prijs met zeer hoog-ohmige MOS-FET ingangstrap, zeer hoge open lus versterking en breed frekwentie bereik.

Behuizing zie figuur
 Maximale positieve voedingsspanning + 8 V
 Maximale negatieve voedingsspanning - 8 V
 Ingangs offset spanning 2 mV
 Maximale ingangsspanning +/- 8 V
 Maximale amplitude uitgangsspanning 15 V
 Open lus versterking 320.000
 Ingangs weerstand 1500 M-ohm
 Uitgangs weerstand 200 ohm
 Common mode rejection ratio 90 dB
 Stijgtijd 10 V/ μ sek



uitgave:
coöperatieve vereniging van zelfbesturende ontwerpers,
uitgevers en technici u.a.
postbus 4250 - maastricht